



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 29 № 4 2026



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 29 No. 4 2026

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2026

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, Ulrichsweb 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 Оптик», 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, Апелдорн, 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



JOURNAL OF THE RUSSIAN UNIVERSITIES. RADIOELECTRONICS ***IZVESTIYA VYSSHIKH UCHEBNYKH ZAVEDENII ROSSII. RADIOELEKTRONIKA***

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. (Phys.-Math.), 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. VOSTRETISOV, 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

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Щекатурин А. А., Иськив В. М., Васин Е. Е. Оценка возможности использования сверхширокополосной двухзаходной фрактальной антенны для задач радиомониторинга.....6

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

Карымсаков К. Е., Дмитриев К. А., Зубко С. П.
Метод повышения электрической прочности сегнетоэлектрических планарных конденсаторов.....18

Радиолокация и навигация

Монаков А. А.
Применение методов MUSIC и Root MUSIC для оценки угла места низколетящей цели.....30

Кутузов В. М., Ипатов В. П., Мироненко И. Г., Май Тунг Зыонг.
Пространственно-частотная модуляция зондирующих сигналов РЛС с плоской активной ФАР....47

Лазыко Е. В., Попков С. А., Шишанов С. В.
Оценка угловых координат объектов в автомобильных ММО-радарх в условиях многолучевого распространения методами глубокого обучения.....62

Радиофотоника

Воробьев А. С., Корягин С. А., Каманина Н. В. Исследование свободной поверхностной энергии тонкой пленки COANP с разной концентрацией фуллеренов C₇₀.....72

Электроника СВЧ

Торина Е. М., Кочемасов В. Н., Сафин А. Р.
Переключатели на основе материала с фазовым переходом.....84

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

Аринушкина К. Г., Цомаев П. И., Проводин Д. С., Давыдов В. В.
Применение искусственного интеллекта для фильтрации оптических изображений дефектов на поверхности колеса и восстановление пропущенных участков данных на основе гостированной формы обода колеса.....99

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

Попов Д. Б., Сакун И. А., Самароков М. Д., Тюлькина Т. В., Скребова Е. М.
Анализ воздействия внешних факторов на стабилметрические показатели постурального контроля.....112

От редакции

Правила для авторов статей.....124

CONTENTS

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Schekaturin A. A., Iskiv V. M., Vasin E. E.

Assessing the Feasibility of Using an Ultra-Wideband Two-Start Fractal Antenna for Radio Monitoring.....6

Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities

Karymsakov K. E., Dmitriev K. A., Zubko S. P.

Method for Increasing the Electrical Strength of Ferroelectric Planar Capacitors.....18

Radar and Navigation

Monakov A. A. Application of MUSIC and Root MUSIC Methods

for Estimating the Elevation Angle of a Low-Altitude Target.....30

Kutuzov V. M., Ipatov V. P., Mironenko I. G., Tùng Dương Mai.

Spatial Frequency Modulation of Probing Signals in Radars with a Planar Active Phased Array.....47

Lazko E. V., Popkov S. A., Shishanov S. V.

Deep Learning-Based Direction-of-Arrival Estimation in Automotive MIMO Radars
under Multipath Propagation.....62

Microwave Photonics

Vorobiev A. S., Koryagin S. A., Kamanina N. V.

Free Surface Energy of COANP Thin Films Doped with C₇₀ Fullerene:
A Study of Concentration Effects.....72

Microwave Electronics

Torina E. M., Kochemasov V. N., Safin A. R. Switches Based on Phase-Change Material.....84

Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio Waves

Arinushkina K. G., Tsomaev P. I., Provodin D. S., Davydov V. V.

Use of Artificial Intelligence to Filter Optical Images of Wheel Surface Defects
and Reconstruct Missing Data Based on Standardized Wheel Rim Geometry.....99

Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product

Popov D. B., Sakun I. A., Samarokov M. D., Tyulkina T. V., Skrebova E. M.

Effects of External Factors on Stabilometric Measures of Postural Control.....112

From the Editor

Author's Guide.....124

Оценка возможности использования сверхширокополосной двухзаходной фрактальной антенны для задач радиомониторинга

А. А. Щекатурин, В. М. Иськив, Е. Е. Васин[✉]

Севастопольский государственный университет, Севастополь, Россия

[✉]Fleetwood_mac@mail.ru

Аннотация

Введение. В современных радиотехнических системах задачи радиомониторинга требуют применения антенн с широким диапазоном рабочих частот. Одно из возможных решений – использование двухзаходной фрактальной антенны. В настоящей статье оценивается перспектива применения такой конструкции в задачах радиомониторинга.

Цель работы. Оценка возможности использования сверхширокополосной двухзаходной фрактальной антенны с согласующим устройством, расположенной на подвижной металлической платформе, для задач радиомониторинга в диапазоне частот 0.3...10 ГГц.

Материалы и методы. Конструкция и входные характеристики антенны определялись в среде электродинамического моделирования методом моментов. Для воспроизведения условий, соответствующих наличию монтажной металлической конструкции, на этапе моделирования и эксперимента применялся металлический экран, выполняющий функцию эквивалентной замены. Практическое измерение характеристик антенны проводилось на векторном анализаторе цепей Keysight E5063A. Расстояние до экрана как при моделировании, так и в эксперименте составляло 130, 260, 310 и 660 мм.

Результаты. В результате компьютерного моделирования установлено, что экран способствует значительным колебаниям входных характеристик фрактальной антенны, при этом увеличивается коэффициент усиления антенны. Антенна формирует многолучевую диаграмму направленности. Измерения коэффициента стоячей волны показали допустимое согласование во всем частотном диапазоне.

Заключение. Сверхширокополосная фрактальная антенна с согласующим устройством, расположенная на подвижной металлической платформе, может применяться для радиомониторинга. Для обеспечения оптимального согласования с трактом возбуждения рекомендуется выбирать расстояние 260...310 мм между антенной и металлической конструкцией.

Ключевые слова: сверхширокополосная антенна, фрактальная антенна, многолучевая диаграмма направленности, сверхширокополосное согласующее устройство

Для цитирования: Щекатурин А. А., Иськив В. М., Васин Е. Е. Оценка возможности использования сверхширокополосной двухзаходной фрактальной антенны для задач радиомониторинга // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 4. С. 6–17.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-6-17

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 12.01.2026; принята к публикации после рецензирования 22.05.2026; опубликована онлайн 30.09.2026

Assessing the Feasibility of Using an Ultra-Wideband Two-Start Fractal Antenna for Radio Monitoring

Andrey A. Schekaturin, Vladimir M. Iskiv, Evgeny E. Vasin✉

Sevastopol State University, Sevastopol, Russia

✉ Fleetwood_mac@mail.ru

Abstract

Introduction. Modern radio monitoring systems require antennas with a wide operating frequency range. One possible solution is the use of two-start fractal antennas. The present work is aimed at assessing the prospects of using such a design in radio monitoring applications.

Aim. To assess the possibility of using a super-wideband two-input fractal antenna with a matching device located on a movable metal platform for radio monitoring tasks in the frequency range of 0.3...10.0 GHz.

Materials and methods. The antenna was designed and its input characteristics were determined using the electrodynamic modeling method of moments. To simulate the presence of a metal mounting structure, a metal screen was used during the modeling and experimental stages. The characteristics of the antenna were measured using a Keysigt E5063A vector network analyzer. The distance to the screen during both the modeling and experimental stages was 130, 260, 310 and 660 mm.

Results. The conducted computer modeling found that the screen causes significant fluctuations in the input characteristics of the fractal antenna, while increasing the antenna gain. The antenna forms a multi-beam radiation pattern. Measurements of the standing wave ratio showed acceptable matching throughout the frequency range.

Conclusion. An ultra-wideband fractal antenna with a matching device located on a movable metal platform can be used for radio monitoring. To ensure optimal matching with the excitation path, the distance between the antenna and the metal structure should be selected within the range of 260...310 mm.

Keywords: ultra-wideband antenna, fractal antenna, multi-beam pattern, ultra-wideband matching device

For citation: Schekaturin A. A., Iskiv V. M., Vasin E. E. Assessing the Feasibility of Using an Ultra-Wideband Two-Start Fractal Antenna for Radio Monitoring. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 4, pp. 6–17.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-6-17

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

Submitted 12.01.2026; accepted 22.05.2026; published online 30.09.2026

Введение. Сверхширокополосные антенны нашли практическое применение в беспроводных сетях, радиолокации и измерительных комплексах, где требуется широкий частотный охват при минимальных габаритах [1–12]. В системах мониторинга, ориентированных на решение задач в области медицины и метеорологии, применяются различные типы широкополосных многолучевых антенн диапазона сверхвысоких частот (СВЧ), размещенных как на стационарных, так и на подвижных объектах [13, 14]. Так, в [15] реализован проект компактной микрополосковой антенны с копланарным вводом/выводом сигнала на гибкой диэлектрической подложке размером 30×20 мм, площадь

которой в 8 раз меньше крупногабаритного аналога. Анализ результатов численного моделирования и экспериментального исследования показал, что центральная частота диапазона промышленного, научного и медицинского назначения (ISM-диапазона) в эксперименте смещена в область более высоких частот на 210 МГц. Ширина полосы уменьшилась на 20 МГц, относительная ширина полосы уменьшилась на 1.4 %, а значение коэффициента отражения увеличилось на 6.82 дБ. В [16] представлены результаты аналитического обзора различных антенн, применяемых в медицине. Обсуждаются вопросы современной микроволновой радиотермометрии, связанные с разработкой новых ан-

тенн, а также возможные пути их решения. Сформулированы задачи дальнейших исследований, направленных на создание новых конструкций конформных антенн и антенных решеток, обеспечивающих существенное расширение функциональных возможностей и улучшение характеристик медицинских радиотермографов, работающих в СВЧ-диапазоне.

В то же время место установки антенн представляет собой сложную электромагнитную среду, в которой могут присутствовать дополнительные нерасчетные отражающие плоскости, способные влиять на параметры излучения и приема. Один из наиболее значимых факторов – наличие металлической монтажной платформы, способной существенно изменить входные характеристики антенны. При классическом расположении проводящего экрана на расстоянии $\lambda/4$ от антенны отраженная волна приходит в фазе с исходной, что создает конструктивную интерференцию, усиливающую излучение в направлении, противоположном экрану. Увеличение расстояния от антенны до платформы может привести к фазовым сдвигам отраженной волны, ухудшению коэффициента стоячей волны (КСВ) и появлению нежелательных направлений излучения. В частном случае, при размещении антенны на подвижном носителе, где геометрия установки и ориентация относительно окружающей среды могут меняться, влияние экрана становится особенно значимым и требует детального анализа. Чтобы оценить возможность использования сверхширокополосной фрактальной антенны с экраном для задач радиомониторинга, проведено электродинамическое моделирование и экспериментальное исследование входных характеристик антенны с металлическим экраном на расстояниях 130, 260, 310 и 660 мм.

Методы. Моделирование антенны проводилось в системе автоматизированного проектирования (САПР) методом моментов (Method of Moments). Частотный диапазон анализа охватывал область 0.3...10.0 ГГц и был разделен на дискретные значения следующим образом:

- в диапазоне 0.3...5.0 ГГц – 80 частотных точек с шагом 59.49 МГц;
- в диапазоне 5.0...10.0 ГГц – 80 частотных точек с шагом 63.29 МГц.

Использованный подход гарантировал достаточную точность электродинамического моделирования и позволил оценить характеристики антенны в пределах заданного диапазона.

Для исследования входных характеристик антенны использовался векторный анализатор цепей Keysight E5063A, функционирующий в рабочем диапазоне частот от 100 кГц до 14 ГГц. В качестве средств калибровки применялся комплект SOLT (Short, Open, Load), а подключение осуществлялось посредством коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом. Целью эксперимента была оценка эффективности согласования двухзаходной фрактальной антенны с трактом питания в диапазоне частот 100 кГц...10.56 ГГц на основе измерения КСВ в питающей линии.

Конструкция антенны и согласующего устройства. Конструкция антенны реализована на основе последовательности треугольных элементов, каждый из которых имеет уменьшенные геометрические размеры по сравнению с предыдущим и совмещен с ним по одному из катетов. Подобная геометрическая организация приводит к формированию непрерывной фрактальной структуры, в которой масштабное самоподобие обеспечивает расширение рабочего частотного диапазона и выраженные широкополосные характеристики излучателя. На рис. 1 схематически представлен алгоритм поэтапного формирования геометрии антенны [17], демонстрирующий последовательное добавление и трансформацию треугольных фрагментов.

При этом коэффициент уменьшения τ определяется следующим образом:

$$\tau = a_{n+1}/a_n,$$

где a – катет треугольника.

Фрактальный характер антенны определяется выполнением следующих условий:

- итеративность – формирование структуры на каждом уровне сложности подчиняется единому алгоритму;
- подобие – элементы различных масштабных уровней подобны;
- постоянство коэффициента подобия – коэффициент подобия сохраняет фиксированное значение согласно известной зависимости на всех итерациях.

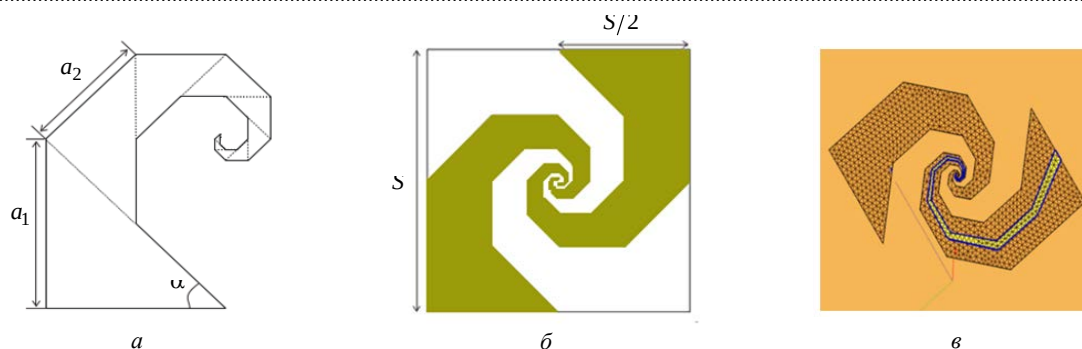


Рис. 1. Порядок формирования антенны: а – этап формирования фрактального плеча; б – топология антенны; в – общий вид антенны и согласующего устройства на этапе моделирования

Fig. 1. Antenna formation order: а – fractal arm formation stage; б – antenna topology; в – general view of the antenna and matching device during the simulation stage

Линейный размер антенны $S = 170$ мм, что соответствует нижней границе рабочего диапазона антенны в 0.48 ГГц. Выбор таких размеров обеспечивает требуемое соотношение между длиной волны и характерным масштабом фрактальной структуры, что позволяет реализовать устойчивые частотные характеристики и сохранить работоспособность антенны в широком диапазоне частот.

Для согласования как в процессе моделирования, так и при проведении эксперимента использовалось сверхширокополосное согласующее устройство в виде микрополосковой линии из медного проводника с логарифмически изменяющимся профилем. Длина согласующего тракта, рассчитанная исходя из требуемого волнового сопротивления фрактальной антенны, составляет 355 мм. Входная часть микрополосковой линии имеет расширенный профиль и предназначена для сопряжения с фидером, обладающим волновым сопротивлением

50 Ом. Выходной участок выполнен в виде узкой проводящей полосы, соответствующей импедансу 240 Ом. Геометрия линии повторяет контур плеча фрактальной антенны [18].

Результаты моделирования. На этапе моделирования металлическая монтажная платформа подвижного объекта (например, кузов автомобиля) имитировалась с помощью опции "Perfect electric ground plane at $z = 0$ ", что соответствует бесконечной проводящей плоскости, которая расположена в координатной системе на уровне $z = 0$. Таким образом, вся плоскость XY считается идеально проводящей. Для повышения наглядности анализа результаты были сгруппированы в пары, соответствующие расстояниям до экранирующей поверхности: 130 и 310 мм, а также 260 и 660 мм.

Результаты электродинамического моделирования активной части входного сопротивления на выбранных расстояниях до экрана показаны на рис. 2.

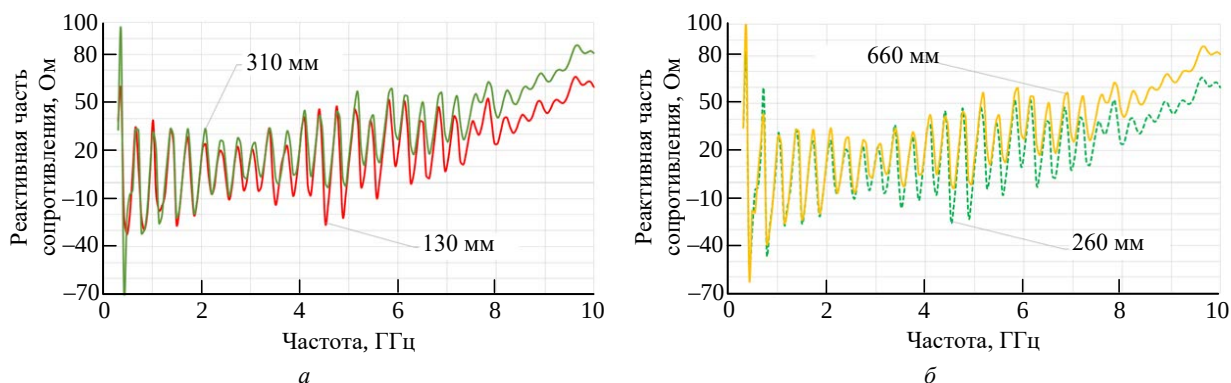


Рис. 3. Зависимость реактивной части входного сопротивления от частоты при расстоянии до экрана:

а – 130 и 310 мм; б – 260 и 660 мм

Fig. 3. Imaginary part of the input impedance vs frequency for distance from the screen:

а – 130 and 310 mm; б – 260 and 660 mm

Несмотря на то что среднее значение активной части входного сопротивления для всех вариаций расстояния до экрана составляет около 50 Ом, значительные флуктуации указывают на неравномерность согласования антенны. Так, для вариантов антенны с экраном с расстояниями 130 и 310 мм, начиная с 0.45 ГГц, колебания активной части входного сопротивления составляют в среднем не более 55 Ом. Максимальные значения сопротивления при расстоянии до экрана 130 мм составляют 102.09 Ом для частоты 4.46 ГГц и 98.96 Ом для частоты 4.82 ГГц. При расстоянии до экрана 310 мм наибольшие значения в 101.2 Ом входной импеданс принимает на частоте 0.72 ГГц. При расстоянии до экрана 260 и 660 мм колебания входного сопротивления составляют около 56 Ом. При расстоянии до экранирующей поверхности 260 мм максимальные значения в 101.06 и 98.65 Ом сопротивление принимает на частотах 4.46 и 4.82 ГГц. Для расстояния до экранирующей структуры в 660 мм максимум входного сопротивления в 122.3 Ом соответствует частоте 0.359 ГГц. Анализ электродинамического моделирования активной части входного сопротивления показывает, что при увеличении расстояния от экранирующей поверхности с 130 до 660 мм наблюдается выраженная тенденция к снижению флуктуаций активной части входного сопротивления по амплитуде.

Реактивная часть входного сопротивления для рассматриваемых расстояний до экрана показана на рис. 3.

В нижней части рассматриваемого частотного диапазона, начиная приблизительно с

0.39 ГГц и вплоть до 5 ГГц, при всех исследованных вариантах расстояния до экранирующей поверхности реактивная составляющая входного сопротивления формируется за счет совместного вклада индуктивной и емкостной компонент. По мере увеличения частоты в верхней части исследуемого диапазона наблюдается переход к режиму, в котором реактивная составляющая входного сопротивления определяется преимущественно индуктивной компонентой, тогда как емкостная составляющая становится пренебрежимо малой. Анализ частотных зависимостей показывает, что реактивное сопротивление испытывает существенные колебания на всем интервале частот, однако при этом прослеживается устойчивая тенденция к его возрастанию в высокочастотной области, что согласуется с характером распределения токов и изменением эффективной длины токового контура.

Минимальные значения реактивной составляющей входного сопротивления преобладают в нижней части частотного диапазона и принимают следующие значения: –31.1 Ом для частоты 0.42 ГГц и расстояния до экрана 130 мм; –53.53 Ом для частоты 0.67 ГГц и расстояния до экрана 260 мм; –68.46 Ом для частоты 0.42 ГГц и расстояния до экрана 310 мм; –63.1 Ом для частоты 0.42 ГГц и расстояния до экрана 660 мм.

Зависимость коэффициента усиления фрактальной антенны с согласующим устройством и экраном от частоты на выбранных расстояниях иллюстрирует рис. 4.

Введение экранирующей поверхности оказывает комплексное влияние на коэффициент уси-

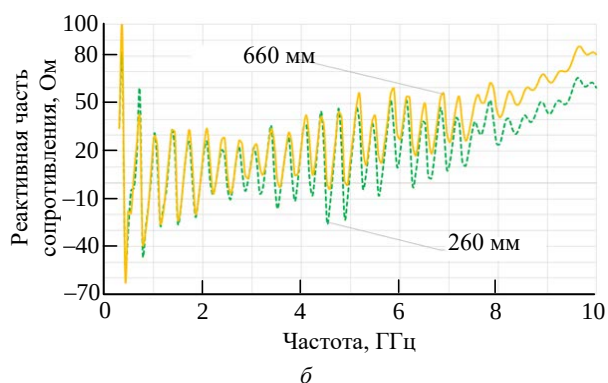
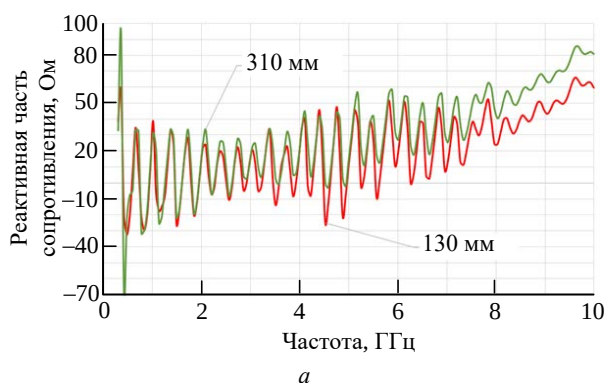


Рис. 3. Зависимость реактивной части входного сопротивления от частоты при расстоянии до экрана:

a – 130 и 310 мм; *б* – 260 и 660 мм

Fig. 3. Imaginary part of the input impedance vs frequency for distance from the screen:

a – 130 and 310 mm; *б* – 260 and 660 mm

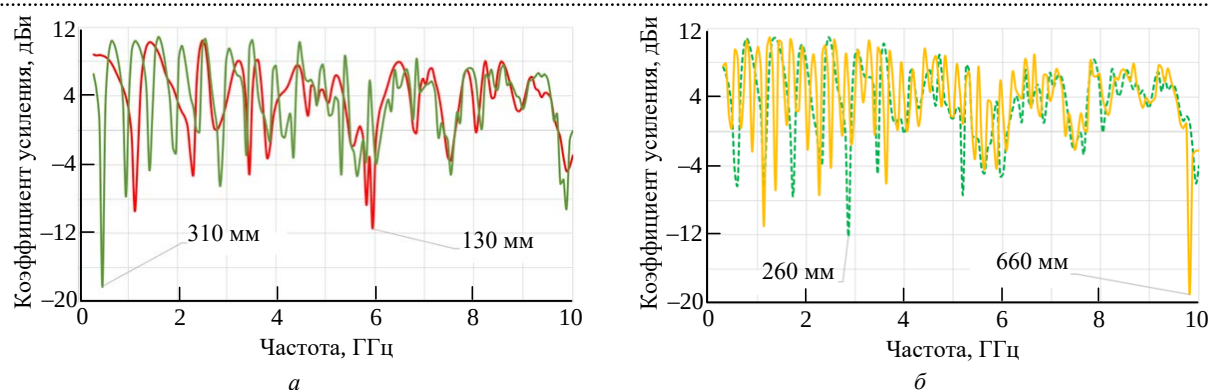


Рис. 4. Зависимость коэффициента усиления от частоты на расстояниях до экрана:

a – 130 и 310 мм; b – 260 и 660 мм

Fig. 4. Gain vs frequency for distances from the screen:

a – 130 and 310 mm; b – 260 and 660 mm

ления антенны. С одной стороны, экран индуцирует значительные колебания усиления, а с другой – обеспечивает общий рост коэффициента усиления. Таким образом, экран одновременно выступает источником паразитных интерференционных эффектов и фактором, повышающим общий уровень усиления антенны.

Результаты численного моделирования КСВ представлены на рис. 5. Анализ полученных зависимостей показывает, что в диапазоне до 8.0 ГГц значение КСВ в основном не превышает трех, что свидетельствует о приемлемом уровне согласования антенны с питающим трактом и отсутствии существенных отражений мощности. На отдельных участках спектра наблюдаются единичные нерегулярные пики КСВ, однако их амплитуда и частотная локализация не оказывают значимого влияния на общую картину согласования и не приводят к ухудшению общих рабочих характеристик антенны.

Частотный интервал до 7.5 ГГц характеризуется сравнительно стабильным поведением КСВ, что указывает на устойчивость электродинамического взаимодействия антенны с трактом в данной области. В высокочастотной части диапазона прослеживается выраженная тенденция к постепенному увеличению КСВ, что может быть связано с изменением распределения токов, ростом влияния паразитных реактивных элементов и снижением эффективности согласующего устройства при приближении к верхней границе рабочего диапазона.

Сводные результаты электродинамического моделирования пространственных диаграмм направленности (ДН) на частотах 1.01, 3.04, 6.01 и 9.05 ГГц представлены на рис. 6. Анализ полученных распределений излучения демонстрирует, что антенная структура формирует устойчивую многолучевую диаграмму направленности во всем исследуемом частотном диапазоне. Наличие нескольких выраженных ле-

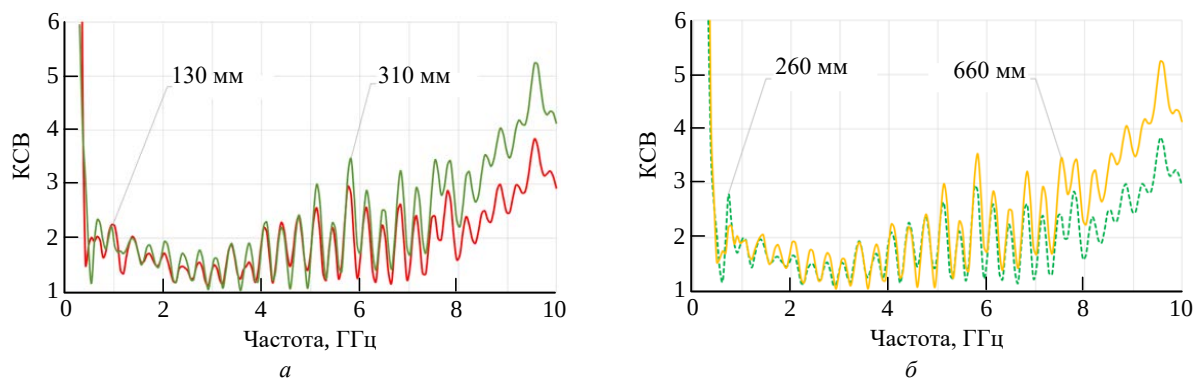


Рис. 5. Зависимость коэффициента стоячей волны от частоты на расстояниях до экрана:

a – 130 и 310 мм; b – 260 и 660 мм

Fig. 5. Voltage standing wave ratio vs frequency for the antenna with a screen at different distances:

a – 130 and 310 mm; b – 260 and 660 mm

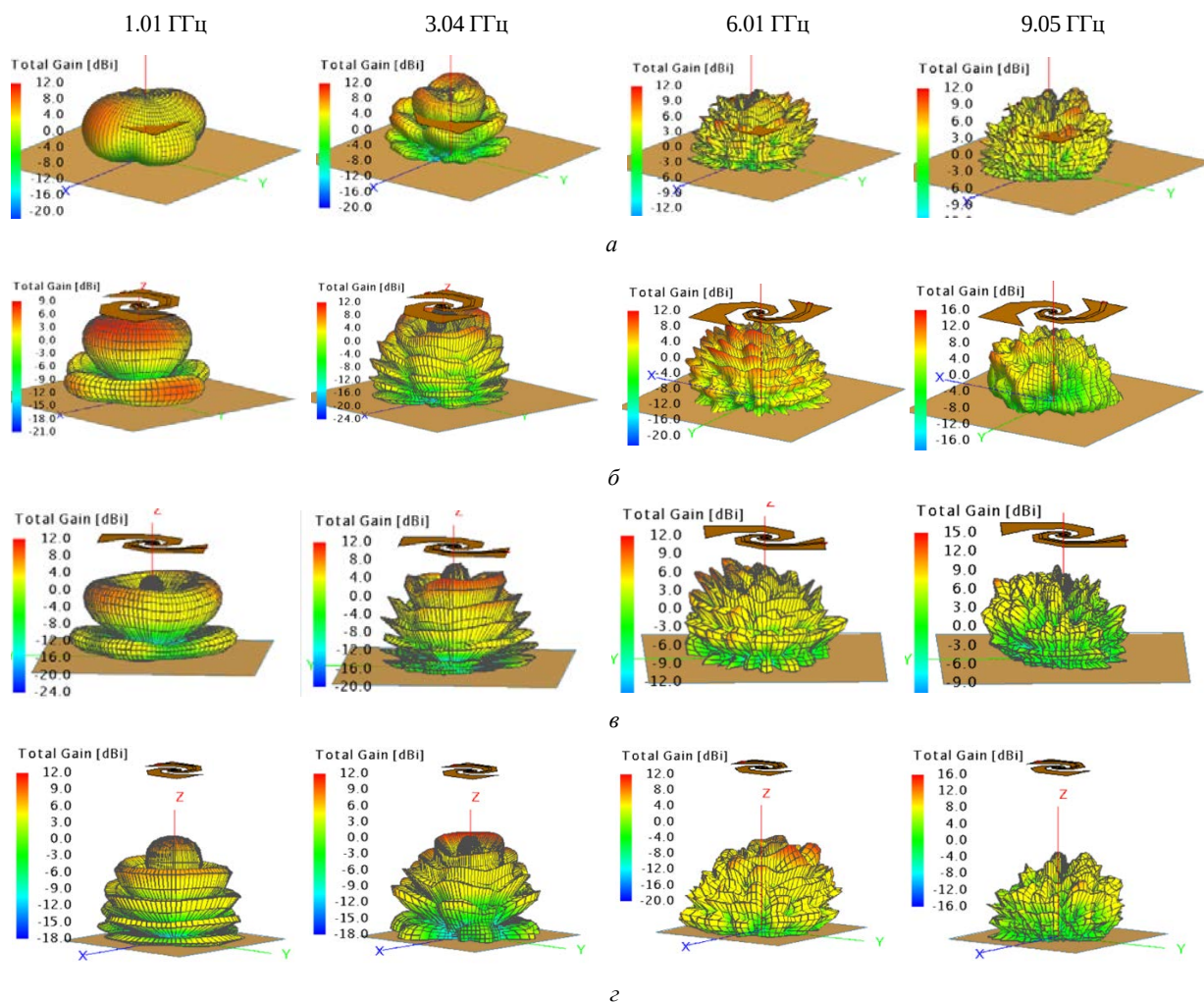


Рис. 6. Диаграммы направленности фрактальной антенны с согласующим устройством и экраном на расстояниях:
а – 130; б – 260; в – 310; з – 660 мм

Fig. 6. Radiation patterns of a fractal antenna with a matching device and a screen at distances of:
а – 130; б – 260; в – 310; з – 660 mm

пестков излучения, сохраняющихся при изменении частоты, указывает на сложный характер взаимодействия токов во фрактальной геометрии антенны и подтверждает ее способность обеспечивать пространственно-разнесенный прием.

Формирование многолучевой структуры излучения обеспечивает одновременное покрытие нескольких угловых направлений без применения механического или электронного сканирования. Такая особенность существенно повышает эффективность систем радиомониторинга, позволяя регистрировать сигналы различной природы, поляризации и пространственного расположения источников. Многолучевой характер диаграммы направленности способствует увеличению вероятности обнаружения слабых или кратковременных радио-

сигналов, а также повышает устойчивость к помехам и переотражениям в сложной электромагнитной обстановке.

Многолучевая диаграмма направленности находит применение в сценариях радиомониторинга, где первостепенной задачей выступает обнаружение самого факта излучения, а не достижение высокой точности пеленгации. Такие ситуации возникают в условиях жестких временных ограничений, когда оперативное выявление работающих источников является критически важным, а детальное определение их пространственного положения отходит на второй план. Формирование многолучевой диаграммы позволяет перекрыть верхнее полупространство, гарантируя прием сигнала независимо от направления его прихода. В подобных

сценариях отсутствует необходимость в высоком угловом разрешении, что существенно упрощает алгоритмы пространственной обработки. Приоритетом в таких режимах становится полнота охвата и достоверность обнаружения, что достигается ценой снижения точности оценки угловых координат. Таким образом, многолучевая ДН выступает эффективным инструментом для быстрого обнаружения подвижных излучающих объектов в условиях априорной неопределенности их местоположения и необходимости минимизации времени реакции системы радиомониторинга.

Эффективность сверхширокополосной спиральной антенны в значительной степени определяется ее коэффициентом полезного действия (КПД), который характеризует долю подведенной мощности, преобразуемой в излучение. Наличие металлического экрана вносит омические потери, обусловленные материалом экрана. В ходе численного моделирования в САПР проведена оценка КПД исследуемой антенны при различных расстояниях до экрана. Установлено, что с уменьшением расстояния между антенной и экраном КПД снижается вследствие возрастания наведенных токов на поверхности экрана. Для идеального экрана, имитируемого функцией PEC – "Perfect electric ground plane at $z = 0$ ", и для излучающей структуры и согласующего устройства, выполненных из меди, КПД принимает следующие значения:

- для расстояния до экрана 130 мм – 95.9 %;
- для расстояния до экрана 260 мм – 98.3 %;
- для расстояния до экрана 310 мм – 98.4 %;
- для расстояния до экрана 660 мм – 97.4 %.

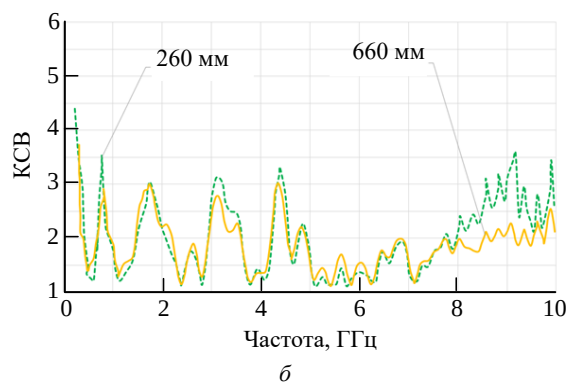
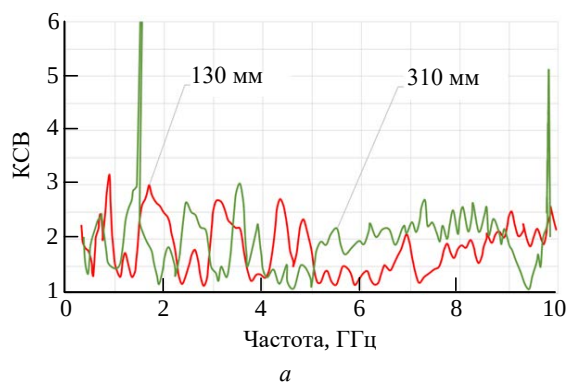


Рис. 7. Экспериментальное исследование коэффициента стоячей волны антенны с экраном на расстояниях:
 a – 130 и 310 мм; b – 260 и 660 мм

Fig. 7. Experimental investigation of the voltage standing wave ratio of the antenna with the screen at distances:
 a – 130 and 310 mm; b – 260 and 660 mm

При установке антенны на конкретном подвижном объекте реальные условия будут заведомо отличаться от идеальных. При монтаже антенны на кузове автомобиля, выполненном из конструкционной стали марки Ст3, необходимо учитывать его проводимость ($\sigma = 1 \cdot 10^7$ См/м) и ферромагнитные свойства ($\mu_r = 140$). В общем случае влияние экрана на КПД антенны неоднозначно. При оптимальном выборе геометрических параметров и материала экрана КПД излучения может сохраняться на высоком уровне (более 85 %) [19]. Как показано в [20], приближение заземляющей плоскости к антенне на расстояние менее четверти длины волны ухудшает КСВ, усиление и осевое отношение. Для конической спирали, утопленной в полость, ширина диаграммы направленности сужается со 120 до 100°, однако КПД остается выше 65 % (и превышает 80 % выше 10 ГГц) [21]. Таким образом, влияние экрана на КПД определяется совокупностью параметров, и существуют технические решения, направленные на минимизацию негативных эффектов.

Результаты эксперимента. Результаты экспериментальных измерений КСВ показаны на рис. 7.

Экспериментальные исследования фрактальной антенны в составе согласующего устройства и экранирующей поверхности, выполненные с применением векторного анализатора цепей Keysight E5063A, показали выраженную зависимость характеристик согласования от расстояния между излучающей структурой и экраном. Установлено, что все графики КСВ при различных расстояниях до экрана

имеют изрезанный характер. Флюктуации КСВ во всем частотном диапазоне обусловлены самой фрактальной геометрией антенны. Каждая итерация фрактала вносит собственные резонансные частоты, определяемые длинами проводников на данном уровне. Эти резонансные системы оказываются электродинамически связанными, что приводит к интерференции токов и, как следствие, к осциллирующему поведению активной и реактивной составляющих входного сопротивления. На низких частотах доминирует первая итерация геометрии. С ростом частоты последовательно возбуждаются все более мелкие элементы фрактала, что и порождает наблюдаемые флюктуации КСВ. В инженерной практике стремятся к сглаживанию указанных колебаний, однако полностью устранить их не представляется возможным в силу физики фрактальных излучателей.

Наиболее выраженный положительный эффект достигается при расстоянии в 260 мм, при котором значение КСВ во всем исследуемом частотном интервале не превышает 2.5. Это указывает на оптимизацию электродинамического взаимодействия между антенной и экраном и формирование условий, близких к согласованному режиму работы.

Таким образом, диапазон расстояний 260...310 мм можно считать оптимальным с точки зрения обеспечения устойчивого согла-

сования. В данном интервале сохраняется приемлемый уровень КСВ на большей части спектра, а наблюдаемые отклонения ограничиваются двумя единичным локальными выбросами на частотах 1.62 и 9.81 ГГц, которые не оказывают существенного влияния на общую эффективность работы антенны.

Заключение. Проведено электродинамическое моделирование и экспериментальное исследование двухзаходной фрактальной антенны с согласующим устройством и экраном на расстояниях 130, 260, 310 и 660 мм. Отличительной особенностью конструкции является интеграция согласующего устройства с излучающей поверхностью антенны. Компьютерное моделирование показало, что наличие экрана вносит значительные колебания во входные характеристики антенны. Несмотря на указанные флюктуации, экран закономерно способствует увеличению коэффициента усиления, обеспечивая более эффективное формирование направленных свойств антенны. Экспериментальные результаты подтвердили достижение допустимого уровня согласования во всем исследуемом частотном диапазоне 0.3...10 ГГц. Антенна формирует многолучевую диаграмму направленности, что является важным преимуществом для определенных задач радиомониторинга. Наиболее рациональным расстоянием для монтажа антенны на подвижном носителе следует считать 260...310 мм.

Список литературы

1. Ganesan I., Iyampalam P. A Review of Ultra-Wideband Fractal Antennas // 2nd Intern. Conf. on Inventive Communication and Computational Technologies, Coimbatore, India, 20–21 Apr. 2018. IEEE, 2018. P. 1408–1412. doi: 10.1109/ICICCT.2018.8473118
2. Wide Band Microstrip Antenna Design for the Terrestrial Component of International Mobile Telecommunications Application / S. R. M. González, R. T. R. Márquez, R. Linares, Miranda // IEEE Intern. Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing, Ixtapa, Mexico, 10–12 Nov. 2021. IEEE, 2021. P. 1–4. doi: 10.1109/ROPEC53248.2021.9668114
3. A Compact Triple-Band UWB Inverted Triangular Antenna with Dual-Notch Band Characteristics Using SSRR Metamaterial Structure for Use in Next-Generation Wireless Systems / A. K. Vallappil, B. A. Khawaja, M. K. A. Rahim, M. N. Iqbal, H. T. Chattha, M. F. b. M. Ali // Fractal Fract. 2022. Vol. 6, iss. 8. Art. № 422. doi: 10.3390/fractalfract6080422
4. UWB four ports MIMO antenna based on inscribed Fibonacci circles / E. A. Andrade-González,

- J. A. Tirado-Méndez, H. Jardón-Aguilar, M. Reyes-Ayala, A. Rangel-Merino, M. Pascoe-Chalke // J. of Electromagnetic Waves and Applications. 2021. Vol. 35, iss. 9. P. 1202–1220. doi: 10.1080/09205071.2021.1873196
5. Iyampalam P., Ganesan I. Complementary Sierpinski Knopp fractal antenna for emergency management system // Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies. 2020. Vol. 12, iss. 10. P. 1029–1038. doi: 10.1017/S1759078720000343
6. Савочкин А. А., Нудьга А. А. Многодиапазонные антенны на основе фрактальных структур. М.: Науч.-издат. центр ИНФРА-М, 2024. 125 с.
7. Исследование планарных фрактальных антенн "ковер Серпинского", выполненных по SIW технологии / Ю. С. Тихонов, В. А. Иванов, А. Д. Исаев, А. Ю. Мирошниченко, М. А. Чернышев // Электроника и микроволновая СВЧ. 2023. Т. 1. С. 454–458.
8. Мосин Ю. В. Фрактальная антенна на основе кривой Пеано: небольшая многорезонансная антен-

на для СВЧ-диапазона // Науч. мысль. 2025. Т. 25, № 2–1 (54). С. 53–57.

9. Применение микрополосковых и фрактальных антенн на основе метаматериалов в цифровых системах связи для повышения их энергоэффективности / Д. С. Север, Я. С. Дронин, Л. Г. Стаценко, А. Ю. Родионов, М. В. Бернавская // Журн. радиоэлектроники. 2025. № 2. С. 1–17.
doi: 10.30898/1684-1719.2025.2.14

10. Воронова Е. И., Скрябина В. А. Моделирование фрактальных антенн Коха и Пеано с двухслойной мета-поверхностью // Межвуз. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов им. Е. В. Арменского, Москва, 09–16 апр. 2024. М.: Нац. исслед. ун-т "Высшая школа экономики", 2024. С. 301–305.

11. Нудьга А. А., Савочкин А. А. Разработка фрактальной антенны круговой поляризации // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2020. № 1–1. С. 235–236.

12. Айкашев П. В. Методы фрактальной геометрии в теории антенн // Modern Science. 2020. № 10-1. С. 362–369.

13. Kudryashov M. A. Synthesis of a Phased Antenna Array for Meteorological Radio Monitoring Systems // Мир науки без границ: материалы 8-й всерос. науч.-практ. конф. молодых ученых, 12 февр. 2021. Тамбов: Издат. центр ФГБОУ ВО "ТГТУ", 2021. С. 33–35.

14. Кудряшов М. А., Белоусов О. А., Крынков М. А. Реализация построения феноменологической модели фазированной антенной решетки для систем метеорологического радиомониторинга, использующихся в тяжелой климатической обстановке // Радиоэлектроника. Проблемы и перспективы развития: сб. тр. Седьмой всерос. молодежной науч. конф., Тамбов, 11–12 мая 2022. Тамбов: Издат. центр ФГБОУ ВО "Тамбовский государственный технический университет", 2022. С. 245–246.

15. Подходы к миниатюризации и экспериментальной реализации гибкой антенны с копланарным вводом/выводом сигнала для работы в ISM диапазоне / И. А. Чистяков, И. С. Ожогин, И. О. Кожевников, А. А. Сердобинцев, А. М. Павлов, А. В. Стародубов // Антенны и распространение радиоволн: сб. докл. всерос. науч.-техн. конф., Санкт-Петербург, 24–26 нояб. 2021. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2021. С. 14–16.

16. Медицинские антенны для микроволновой радиотермометрии биологических объектов / М. К. Седанкин, В. Ю. Леушин, С. В. Агасиева, А. Г. Гудков, С. Г. Веснин, И. О. Порохов, Е. А. Гудков, А. В. Осипова, А. Ю. Антоненкова // Мед. техника. 2022. № 6 (336). С. 33–36.

17. 3D-printed super-wideband spidron fractal cube antenna with laminated copper / O. H. Kwon, W. B. Park, S. Lee, J. M. Lee, Y. M. Park, K. Ch. Hwang // Applied Sciences. 2017. Vol. 7, № 10. Art. № 979.
doi: 10.3390/app7100979

18. Пат. RU 2843083. Широкополосное согласующее устройство / А. А. Щекатурин, В. М. Иськив, Е. Е. Васин. Опубл. 07.07.2025. Бюл. № 19.

19. Tran H. H., Le T. T. Ultrawideband, high-gain, high-efficiency, circularly polarized Archimedean spiral antenna // AEU-Intern. J. of Electronics and Communications. 2019. Vol. 109. P. 1–7.
doi: 10.1016/j.aue.2019.07.006

20. Ignatenko M., Filipovic D. S. 4–40 GHz conical spiral antenna recessed in a cavity // IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, USA, 09–14 July 2017. IEEE, 2017. P. 1537–1538.
doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072811

21. Effects of cavity ground plane on UWB Archimedean spiral antenna / A. M. Shire, K. I. Jahun, W. A. Ashwal, M. Z. M. Jenu, K. N. Ramli // Intern. Conf. on Computer, Communications and Control Technology, Kuching, Malaysia, 21–23 Apr. 2015. IEEE, 2015. P. 472–475.
doi: 10.1109/I4CT.2015.7219622

Информация об авторах

Щекатурин Андрей Алексеевич – кандидат технических наук (1986), доцент (1992) кафедры радиоэлектроники и телекоммуникации Севастопольского государственного университета. Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – антенны; микроконтроллеры.

Адрес: Севастопольский государственный университет, ул. Университетская, д. 33, Севастополь, 299053, Россия

E-mail: pulson2011@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-1992-1884>

Иськив Владимир Михайлович – специалист по направлению "Радиотехника" (1987, Севастопольский приборостроительный институт), старший преподаватель кафедры радиоэлектроники и телекоммуникации Севастопольского государственного университета. Автор 120 научных работ. Сфера научных интересов – радиопередатчики; антенны; импульсные источники питания; радиочастотная идентификация.

Адрес: Севастопольский государственный университет, ул. Университетская, д. 33, Севастополь, 299053, Россия

E-mail: vmiskiv@sevsu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6816-1300>

Васин Евгений Евгеньевич – специалист по направлению "Компьютеризированные системы управления и автоматики" (1998, Севастопольский военно-морской институт им. П. С. Нахимова), аспирант кафедры радиоэлектроники и телекоммуникации Севастопольского государственного университета. Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – спиральные антенны; микроконтроллеры.

Адрес: Севастопольский государственный университет, ул. Университетская, д. 33, Севастополь, 299053, Россия

E-mail: Fleetwood_mac@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0000-7857-8900>

Оценка возможности использования сверхширокополосной двухзаходной
фрактальной антенны для задач радиомониторинга

Assessing the Feasibility of Using an Ultra-Wideband Two-Start Fractal Antenna for Radio Monitoring

References

1. Ganesan I., Iyampalam P. A Review of Ultra-Wideband Fractal Antennas. 2nd Intern. Conf. on Inventive Communication and Computational Technologies, Coimbatore, India, 20–21 Apr. 2018. IEEE, 2018, pp. 1408–1412.
doi: 10.1109/ICICCT.2018.8473118
2. González S. R. M., Márquez R. T. R., Linares R., Miranda. Wide Band Microstrip Antenna Design for the Terrestrial Component of International Mobile Telecommunications Application. IEEE Intern. Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing, Ixtapa, Mexico, 10–12 Nov. 2021. IEEE, 2021, pp. 1–4.
doi: 10.1109/ROPEC53248.2021.9668114
3. Vallappil A. K., Khawaja B. A., Rahim M. K. A., Iqbal M. N., Chattha H. T., Ali M. F. b. M. A Compact Triple-Band UWB Inverted Triangular Antenna with Dual-Notch Band Characteristics Using SSRR Metamaterial Structure for Use in Next-Generation Wireless Systems. *Fractal Fract.* 2022, vol. 6, iss. 8, art. no. 422.
doi: 10.3390/fractalfract6080422
4. Andrade-González E. A., Tirado-Méndez J. A., Jardón-Aguilar H., Reyes-Ayala M., Rangel-Merino A., Pascoe-Chalke M. UWB Four Ports MIMO Antenna Based on Inscribed Fibonacci Circles. *J. of Electromagnetic Waves and Applications.* 2021, vol. 35, iss. 9, pp. 1202–1220.
doi: 10.1080/09205071.2021.1873196
5. Iyampalam P, Ganesan I. Complementary Sierpinski Knopp Fractal Antenna for Emergency Management System. *Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies.* 2020, vol. 12, iss. 10, pp. 1029–1038.
doi: 10.1017/S1759078720000343
6. Savochkin A. A., Nudga A. A. *Mnogodiazonnyye anteny na osnove fraktal'nykh struktur* [Multi-Band Antennas Based on Fractal Structures]. Moscow, *Nauchno-izdatel'skij centr INFRA-M*, 2024, 125 p. (In Russ.)
7. Tikhonov Yu. S., Ivanov V. A., Isaev A. D., Miroshnichenko A. Yu., Chernyshev M. A. *Issledovanie planarnykh fraktal'nykh anten "kover Sierpinskogo" vypolnennykh po SIW tekhnologii* [Study of Planar Fractal Antennas "Sierpinski Carpet" Made Using SIW Technology]. *Microwave Electronics and Microelectronics.* 2023, vol. 1, pp. 454–458. (In Russ.)
8. Mosin Yu. V. Fractal Antenna Based on the Peano Curve: a Small Multi-Resonant Antenna for the Microwave Range. *Scientific Thought.* 2025, vol. 25, no. 2–1 (54), pp. 53–57. (In Russ.)
9. Sever D. S., Dronin Ya. S., Statsenko L. G., Rodionov A. Yu., Bernavskaya M. V. The Use of Microstrip and Fractal Antennas Based on Metamaterials in Digital Communication Systems to Increase Their Energy Efficiency. *J. of Radio Electronics.* 2025, no. 2, pp. 1–17. (In Russ.)
doi: 10.30898/1684-1719.2025.2.14
10. Voronova E. I., Skryabina V. A. *Modelirovanie fraktal'nykh anten Kokha i Peano s dvukhslojnoj meta-poverkhnost'yu* [Simulation of Koch and Peano Fractal Antennas with a Two-Layer Meta-Surface]. *Mezhvuzovskaya nauchno-tekhnicheskaya konferenciya studentov, aspirantov i molodykh specialistov im. E.V. Armenskogo : Materialy konf.* [Interuniversity Scientific and Technical Conference of Students, Graduate Students and Young Specialists n. a. E. V. Armensky: Proc. of the Conf.] Moscow, 09–16 Apr. 2024. Moscow, *Nacional'nyj issledovatel'skij universitet "Vysshaya shkola ekonomiki"*, 2024, pp. 301–305. (In Russ.)
11. Nudga A. A., Savochkin A. A. Development of a Fractal Antenna with Circular Polarization. *Microwave Technology And Telecommunication Technologies.* 2020, no. 1–1, pp. 235–236. (In Russ.)
12. Ajkashev P. V. Methods of Fractal Geometry in Antenna Theory. *Modern Science.* 2020, no. 10-1, pp. 362–369. (In Russ.)
13. Kudryashov M. A. Synthesis of a Phased Antenna Array for Meteorological Radio Monitoring Systems. *Proc. of 8th All-Russ. Scientific and Practical Conf. for Young Researchers*, 12 Feb. 2021. Tambov, *Izdatel'skij tsentr FGBOU VO "TGTU"*, pp. 33–35. (In Russ.)
14. Kudryashov M. A., Belousov O. A., Krynkov M. A. *Realizaciya postroeniya fenomenologicheskoy modeli fazirovannoj antennoj reshetki dlya sistem meteorologicheskogo radiomonitringa, ispol'zuyushchikhsya v tyazheloj klimaticheskoy obstanovke* [Approaches to Miniaturization and Experimental Implementation of a Flexible Antenna with Coplanar Signal Input/Output for Operation in the ISM Band]. *Radioelectronics. Problems and Prospects For Development: Collection.* *Proc. of the 7th All-Russ. Youth Scientific Conf.*, Tambov, 11–12 May 2022. Tambov, *Izdatel'skij centr FGBOU VO "Tambovskij gosudarstvennyj tekhnicheskij universitet"*, 2022, pp. 245–246. (In Russ.)
15. Chistyakov I. A., Ozhogin I. S., Kozhevnikov I. O., Serdobintsev A. A., Pavlov A. M., Starodubov A. V. *Podhody k miniaturizacii i ehksperimental'noj realizacii gibkoy antennoy s koplanarnym vводом/vыводом signala dlya raboty v ISM diapazone* [Approaches to Miniaturization and Experimental Implementation of a Flexible Antenna with Coplanar Input/Output of a Signal for Operation in the ISM Band]. *Antennas and Radio Wave Propagation: Proc. of the All-Russ. Scientific and Technical Conf.*, St Petersburg, 24–26 Nov. 2021. St Petersburg: Saint Petersburg Electrotechnical University, 2021, pp. 14–16. (In Russ.)
16. Sedankin M. K., Leushin V. Yu., Agasieva S. V., Gudkov A. G., Vesnin S. G., Porokhov I. O., Gudkov E. A., Osipova A. V., Antonenkova A. Yu. Medical Antennas for Microwave Radiothermometry of Biological Objects. *Medical Equipment.* 2022, no. 6 (336), pp. 33–36. (In Russ.)
17. Kwon O. H., Park W. B., Lee S., Lee J. M., Park Y. M., Hwang K. Ch. 3D-printed Super-Wideband Spidron Fractal Cube Antenna with Laminated Copper. *Applied Sciences.* 2017, vol. 7, no. 10, art. no. 979.
doi: 10.3390/app7100979
18. Shchekaturin A. A., Is'kiv V. M., Vasin E. E. *Shirokopolosnoe soglasuyushchee ustrojstvo* [Broad-

band Matching Device]. Pat. RF no. 2843083. Publ. 07.07.2025. Bul. no. 19. (In Russ.)

19. Tran H. H., Le T. T. Ultrawideband, High-Gain, High-Efficiency, Circularly Polarized Archimedean Spiral Antenna. AEU-Intern. J. of Electronics and Communications. 2019, vol. 109, pp. 1–7. doi: 10.1016/j.aeue.2019.07.006

20. Ignatenko M., Filipovic D. S. 4–40 GHz Conical Spiral Antenna Recessed in a Cavity. IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation & USNC/URSI

National Radio Science Meeting, San Diego, USA, 09–14 July 2017. IEEE, 2017, pp. 1537–1538.

doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072811

21. Shire A. M., Jahun K. I., Ashwal W. A., Jenu M. Z. M., Ramli K. N. Effects of Cavity Ground Plane on UWB Archimedean Spiral Antenna. Intern. Conf. on Computer, Communications and Control Technology, Kuching, Malaysia, 21–23 Apr. 2015. IEEE, 2015, pp. 472–475.

doi: 10.1109/I4CT.2015.7219622

Information about the authors

Andrey A. Schekaturin, Cand. Sci. (Eng.) (1986), Associate Professor (1992) of the Department of Radioelectronics and Telecommunications of Sevastopol State University. The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: antennas and microcontrollers.

Address: Sevastopol State University, 33, Universitetskaya St., Sevastopol 299053, Russia

E-mail: pulson2011@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-1992-1884>

Vladimir M. Iskiv, Specialist in Radio Engineering (1987, Sevastopol Instrument Engineering Institute), Senior Lecturer of the Department of Radioelectronics and Telecommunications of Sevastopol State University. The author of more than 120 scientific publications. Area of expertise: radio transmitters; antennas; pulsed power supplies and radio-frequency identification (RFID).

Address: Sevastopol State University, 33, Universitetskaya St., Sevastopol 299053, Russia

E-mail: vmiskiv@sevsu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6816-1300>

Evgeny E. Vasin, Specialist in Computerized Control Systems and Automation (1998, Sevastopol Nakhimov Naval Institute), Postgraduate Student of the Department of Radioelectronics and Telecommunications of Sevastopol State University. The author of 4 scientific publications. Area of expertise: spiral antennas and microcontrollers.

Address: Sevastopol State University, 33, Universitetskaya St., Sevastopol 299053, Russia

E-mail: Fleetwood_mac@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0000-7857-8900>

Метод повышения электрической прочности сегнетоэлектрических планарных конденсаторов

К. Е. Карымсаков[✉], К. А. Дмитриев, С. П. Зубко

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

[✉] kamakar2003@mail.ru

Аннотация

Введение. Повышение электрической прочности планарных сегнетоэлектрических конденсаторов является ключевой задачей для их применения в управляемых СВЧ-устройствах. В статье рассмотрена четырехэлектродная конструкция конденсатора, позволяющая решить данную проблему. Приведены результаты аналитического расчета и численного моделирования распределения электрического поля для двухэлектродной и четырехэлектродной конструкций, получена количественная оценка управляемости для обеих структур. Помимо повышения электрической прочности переход к четырехэлектродной конструкции затрагивает и смежные характеристики конденсатора. В связи с этим дополнительно рассмотрены возможность подавления паразитной модуляции емкости переменным напряжением и выбор материала подложки по тепловым и технологическим критериям. Таким образом, представленное исследование обеспечивает комплексный анализ методов улучшения характеристик планарного сегнетоэлектрического конденсатора.

Цель работы. Исследование метода увеличения управляемости (электрической прочности) планарных конденсаторов, а также анализ таких факторов, как модуляция емкости переменным полем и выбор материала подложки по тепловым и технологическим характеристикам.

Материалы и методы. Численное моделирование характеристик конденсаторов проводилось с помощью специального программного обеспечения.

Результаты. Проведены электродинамическое моделирование и аналитический расчет конденсаторных структур. Сделана количественная оценка управляемости различных планарных конденсаторных структур. Выполнено сравнение различных материалов диэлектрических подложек для сегнетоэлектрических конденсаторов. Проведен количественный анализ влияния модуляции емкости СВЧ-сигналом.

Заключение. Показано, что четырехэлектродная конструкция выдерживает больший уровень управляющего напряжения по сравнению с классическим двухэлектродным конденсатором, а следовательно, имеет большую управляемость (возросла на 50 %). Показано, что при амплитуде постоянного напряжения, большего амплитуды переменного, модуляция емкости уменьшается. Продемонстрированы сравнительные характеристики некоторых материалов подложки.

Ключевые слова: четырехэлектродный, сегнетоэлектрики, планарный, конденсатор, управляемость

Для цитирования: Карымсаков К. Е., Дмитриев К. А., Зубко С. П. Метод повышения электрической прочности сегнетоэлектрических планарных конденсаторов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 4. С. 18–29. doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-18-29

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 10.12.2025; принята к публикации после рецензирования 01.04.2026; опубликована онлайн 30.09.2026

Method for Increasing the Electrical Strength of Ferroelectric Planar Capacitors

Kamil E. Karymsakov✉, Kirill A. Dmitriev, Svetlana P. Zubko

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉k-arinushkina@mail.ru

Abstract

Introduction. Increasing the electrical strength of planar ferroelectric capacitors is essential for their application in controlled microwave devices. To address this problem, a four-electrode capacitor design is investigated. Analytical calculations and numerical simulations of the electric field distribution are presented for two- and four-electrode structures; a quantitative assessment of controllability for both structures is obtained. In addition to increasing electrical strength, the transition to a four-electrode design affects several related capacitor characteristics. Accordingly, the possibility of suppressing parasitic capacitance modulation by alternating voltage and selecting a substrate material based on thermal and technological criteria is considered. Thus, the presented work provides a comprehensive analysis of methods for improving the characteristics of planar ferroelectric capacitors.

Aim. To investigate a method for increasing the controllability (electrical strength) of planar capacitors and to analyze factors such as capacitance modulation by an alternating field and the selection of a substrate material based on thermal and technological characteristics.

Materials and methods. The capacitor characteristics were numerically simulated using specialized software.

Results. Electrodynamics modeling and analytical calculation of the capacitor structures were performed. The controllability of various planar capacitor structures was quantitatively assessed. Different dielectric substrate materials for ferroelectric capacitors were compared. The effect of microwave signal capacitance modulation was quantitatively analyzed.

Conclusion. It was shown that the four-electrode design can withstand a higher level of control voltage than a conventional two-electrode capacitor and, consequently, provides a greater level of controllability (a 50% increase). When the amplitude of the DC voltage exceeds that of the AC voltage, capacitance modulation decreases. Comparative characteristics of several substrate materials are presented.

Keywords: four-electrode, ferroelectric, planar, capacitor, controllability

For citation: Karymsakov K. E., Dmitriev K. A., Zubko S. P. Method for Increasing the Electrical Strength of Ferroelectric Planar Capacitors. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 4, pp. 18–29.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-18-29

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

Submitted 10.12.2025; accepted 01.04.2026; published online 30.09.2026

Введение. Сегнетоэлектрические конденсаторы представляют собой класс функциональных элементов микроэлектроники, ключевым свойством которых является зависимость диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрика от внешнего электрического поля [1–6]. Эта нелинейность обуславливает их применение в качестве управляемых элементов в СВЧ-устройствах. На практике наиболее часто используется планарный конденсатор, в котором электроды расположены в одной плоскости на поверхности сегнетоэлектрической пленки. Особенностью этого

типа конденсатора является необходимость приложения высоких управляющих напряжений ($U_{\text{упр}} > 100 \text{ В}$), требуемых для эффективной перестройки емкости. Данные напряжения часто вызывают электрический пробой конденсатора. Помимо этого из-за неидеальности технологического процесса возникает шероховатость электродов в области зазора, которая влияет на эту прочность. Стоит также упомянуть, что перестройка емкости такого конденсатора происходит и под действием переменного напряжения. Данный фактор может препятствовать нормальной работе конденсатора. В настоящей

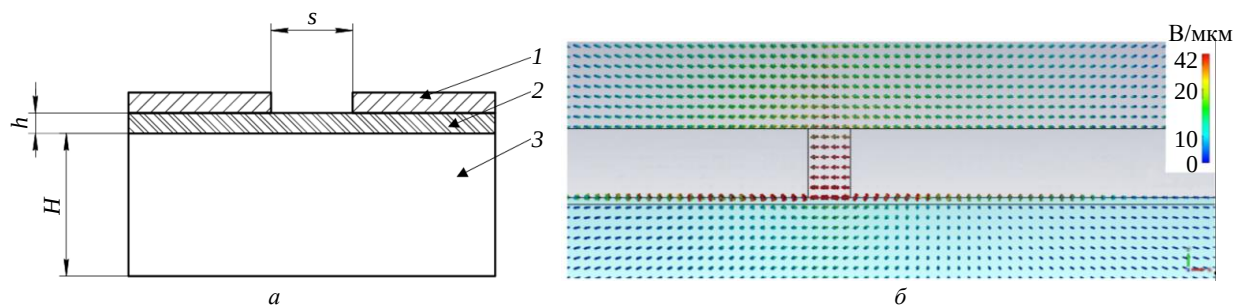


Рис. 1. Планарный двухэлектродный конденсатор: а – конструкция конденсатора;
б – распределение значений амплитуды напряженности электрического поля в поперечном сечении

Fig. 1. Planar two-electrode capacitor: а – capacitor design;
б – distribution of the electric field amplitude values in the cross section

статье рассмотрены способ увеличения электрической прочности конденсатора, позволяющий увеличить перестройку емкости за счет увеличения прикладываемого напряжения, и способ подавления модуляции емкости переменным напряжением.

Методы. Двухэлектродный планарный конденсатор состоит из электродов 1, образующих зазор шириной s , сегнетоэлектрической пленки 2 толщиной h , диэлектрической подложки 3 толщиной H (рис. 1, а). На рис. 1, б представлено распределение значений амплитуды напряженности электрического поля в поперечном сечении планарного конденсатора, полученное численным моделированием при толщине диэлектрической подложки $H = 500$ мкм, толщине сегнетоэлектрической пленки $h = 1$ мкм, длине и ширине конденсаторов $l = 2$ мм и $w = 1$ мм соответственно. Для двухэлектродного планарного конденсатора использовалась ширина зазора $s = 5$ мкм, для четырехэлектродного планарного конденсатора ширина нижнего зазора составляла $s = 5$ мкм, а верхнего зазора $s_1 = 50$ мкм. Материал диэлектрической подложки – ситалл; материал сегнетоэлектрической пленки – BaTiO_3 ; прикладываемое напряжение – 100 В.

Для данной конфигурации характерно неоднородное распределение электрического поля: максимальное значение напряженности электрического поля находится в зазоре на границе с воздухом. Пробой конденсатора происходит через воздух. Таким образом, верхний предел прикладываемого управляющего напряжения ограничен электрической прочностью воздуха, которая составляет $U_{\text{проб}} = 3$ В/мкм.

Для эффективной перестройки емкости такого конденсатора к зазору необходимо прило-

жить напряжение $U = 200 \dots 300$ В, что соответствует $40 \dots 60$ В/мкм и существенно превышает пробивное напряжение воздуха. Для решения данной проблемы существует несколько технических подходов. Первый – нанесение защитного диэлектрического покрытия на зазор. Данный подход, несмотря на простоту, имеет существенный недостаток: наличие защитной диэлектрической пленки увеличивает общую емкость структуры за счет добавления дополнительной неуправляемой составляющей емкости. Это приводит к снижению управляемости конденсатора в целом. В описываемой работе применялся другой подход, который предполагает изменение конструкции конденсатора. Его суть заключается в использовании двух дополнительных металлических электродов, разделенных узким зазором и размещенных на границе раздела сегнетоэлектрической пленки и подложки [7]. Данная конструкция (рис. 2, а) состоит из верхних и нижних электродов 1, образующих зазор шириной s_1 и s соответственно, сегнетоэлектрической пленки 2 толщиной h , диэлектрической подложки 3 толщиной H . Как показано на рис. 2, б, в такой структуре происходит перераспределение электрического поля в области зазора между верхними и нижними электродами.

Результаты. Проведенное моделирование выявило принципиальное различие в пространственном распределении напряженности электрического поля в воздушном зазоре между верхними электродами для двух типов структур. Как показано на рис. 1, б, в планарном конденсаторе максимум напряженности поля наблюдается на краях электродов, что созда-

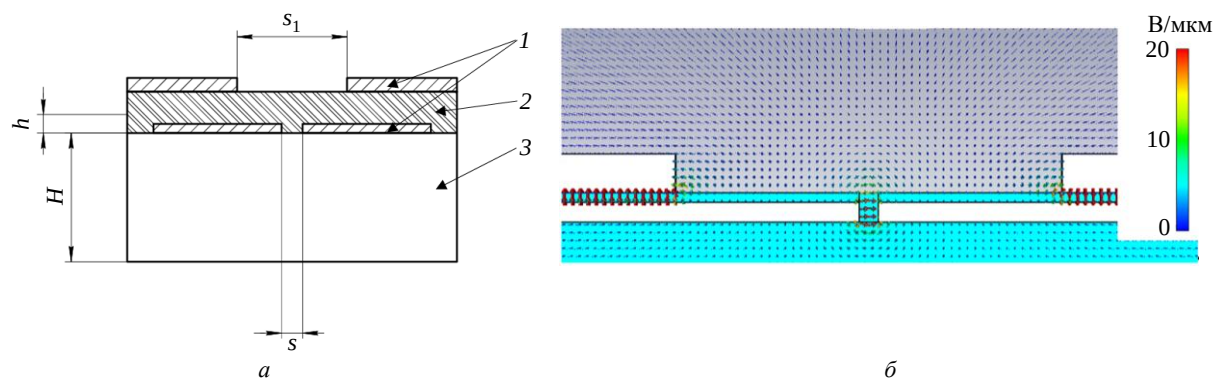


Рис. 2. Планарный четырехэлектродный конденсатор: а – конструкция конденсатора; б – распределение значений амплитуды напряженности электрического поля в поперечном сечении

Fig. 2. Planar four-electrode capacitor: а – capacitor design; б – distribution of the electric field amplitude values in the cross section

ет предпосылки для инициирования пробоя. В четырехэлектродном конденсаторе реализуется иная картина: зона максимальной напряженности поля смещена вглубь сегнетоэлектрика и локализована над зазором между нижними электродами. В данной структуре верхний предел прикладываемого напряжения определяется электрической прочностью сегнетоэлектрика, значение которой доходит до 100 В/мкм, что позволяет прикладывать управляющее напряжение большего значения и, следовательно, эффективней управлять емкостью.

Анализ картины распределения электрического поля позволяет построить упрощенные эквивалентные схемы для многослойных структур. Для расчета емкости традиционного планарного конденсатора применяется метод частичных емкостей, согласно которому полная емкость C_p представляется в виде суммы трех составляющих, соответствующих вкладам воздушной среды, сегнетоэлектрической пленки и диэлектрической подложки [8–10]. Емкость планарного конденсатора рассчитывается по формуле

$$C_p = \varepsilon_0 w \left\{ \frac{2}{\pi} \left[\ln \frac{4l}{s} + 1 \right] + \frac{\varepsilon_3 - 1}{\pi} \ln \left(16 \frac{h+H}{\pi s} \right) + \frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_3}{\frac{s}{h} + \frac{4}{\pi} \ln 2} \right\}, \quad (1)$$

где ε_0 – диэлектрическая постоянная; w – ширина планарного конденсатора; l – длина планарного конденсатора; s – ширина зазора; ε_3 – диэлектрическая проницаемость подложки; h –

толщина сегнетоэлектрической пленки; H – толщина подложки; ε_2 – диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектрической пленки.

В четырехэлектродном конденсаторе электрическое поле локализовано в двух основных областях: в объеме сегнетоэлектрической пленки между перекрывающимися металлическими слоями, где оно однородно, и в окрестности зазора между нижними электродами. При этом максимальная амплитуда напряженности поля в области зазора на поверхности сегнетоэлектрической пленки у двухэлектродного планарного конденсатора составила 4.2 МВ/м, а у четырехэлектродного 2 МВ/м, т. е. максимальная амплитуда напряженности электрического поля снизилась более чем в 2 раза. Эквивалентная схема данной структуры представляет собой последовательное соединение двух плоскостных конденсаторов C_s и одного планарного конденсатора C_{p1} , емкости которых рассчитываются по следующим формулам:

$$C_s = \frac{\varepsilon_2 \varepsilon_0 S}{d}, \quad (2)$$

где S – площадь перекрытия верхнего и нижнего электродов; d – расстояние между верхним и нижним электродами;

$$C_{p1} = \varepsilon_0 w \left\{ \frac{2}{\pi} \left[\ln \frac{4l}{s} + 1 \right] + \frac{\varepsilon_3 - 1}{\pi} \ln \left(16 \frac{h+H}{\pi s} \right) + \frac{\varepsilon_2 - 1}{\frac{s}{h} + \frac{4}{\pi} \ln 2} \right\}. \quad (3)$$

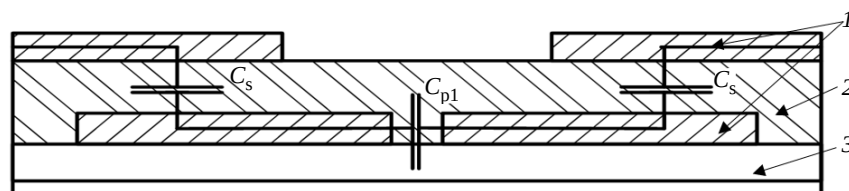


Рис. 3. Электрическая эквивалентная схема четырехэлектродного конденсатора: 1 – электроды; 2 – сегнетоэлектрическая пленка; 3 – подложка

Fig. 3. Electrical equivalent circuit of a four-electrode capacitor: 1 – electrodes; 2 – ferroelectric film; 3 – substrate

Эквивалентная схема представлена на рис. 3.

Если выполняется условие $C_s \gg C_{p1}$, полная емкость четырехэлектродного планарного конденсатора определяется исключительно геометрией зазора между нижними электродами, толщиной сегнетоэлектрической пленки и ее диэлектрической проницаемостью. Тогда общая емкость четырехэлектродного конденсатора вычисляется по формуле

$$C_{\Sigma} = \left(\frac{2}{C_s} + \frac{1}{C_p} \right)^{-1}. \quad (4)$$

В табл. 1 представлены значения емкостей двух типов планарных конденсаторов, полученные с помощью (1)–(4) и компьютерного моделирования, а также представлены значения управляемости $n = \frac{C(0)}{C(U_{\max})}$.

Из данных, приведенных в табл. 1, видно, что изменение конструкции планарного конденсатора позволило увеличить его управляемость почти на 50 %.

Влияние на электрическую прочность оказывает и шероховатость краев электродов [11]. Края, сформированные в ходе стандартных технологических операций фотолитографии и последующего травления, не являются идеально гладкими и геометрически правильными. Вместо четкой границы наблюдается выраженная шероховатость, проявляющаяся в виде системы выступов и впадин.

С физической точки зрения наличие микровыступов на кромке электрода приводит к яв-

лению локальной концентрации силовых линий электрического поля. Напряженность поля в окрестности острой проводящей неровности с малым радиусом кривизны может на порядки превышать среднее значение, рассчитанное для идеально гладких и параллельных границ. Таким образом, даже при относительно низких средних напряженностях локальные значения вблизи выступов могут достигать критической величины, достаточной для ударной ионизации молекул воздуха и зарождения лавины носителей заряда. Эти зоны с экстремально высокой напряженностью поля и становятся первичными очагами инициирования пробоя. Они определяют место его возникновения и приводят к существенному снижению электрической прочности всей структуры по сравнению с теоретическим пределом для идеальной геометрии.

На этапе литографии решающее значение имеет использование методов, обеспечивающих высокую разрешающую способность. Перспективным направлением является применение более совершенных видов литографии, таких как фотолитография с фазосдвигающими масками, которая позволяет существенно уменьшить оптические искажения и получить более четкий рисунок. В особо критичных случаях оправданно использование электронно-лучевой литографии, обеспечивающей субмикронную точность формирования границ [12, 13].

Не менее важен выбор щадящих и контролируемых методов травления. Агрессивные режимы химического травления часто приводят к подтравливанию фоторезиста и неконтролируемому боковому травлению металла, форми-

Табл. 1. Сравнение управляемости двух типов конденсаторов

Tab. 1. Comparison of controllability of two types of capacitors

Тип конденсатора	Двухэлектродный	Четырехэлектродный
Емкость, полученная с помощью (1)–(4), пФ	1.087	1.095
Емкость, рассчитанная при помощи численного моделирования, пФ	1.09	1.099
Управляемость (n)	1.3	1.95

руя выраженную шероховатость. Альтернативой являются методы плазменного травления, в частности реактивно-ионное травление (RIE) и его более совершенные модификации, например ионно-лучевое травление. Эти технологии позволяют точно управлять профилем травления за счет разделения контроля над плотностью плазмы и энергией ионов, что минимизирует образование выступов и впадин и способствует формированию вертикальных и гладких боковых стенок электродов.

Стоит также отметить, что применение сегнетоэлектрических конденсаторов в качестве переключаемых элементов в СВЧ-устройствах (фазовращателях, фильтрах) сталкивается с проблемой паразитной амплитудной модуляции емкости конденсатора переменным сигналом. Данное явление возникает, когда мощный проходящий СВЧ-сигнал, выступая в роли переменного напряжения на обкладках конденсатора, взаимодействует с нелинейной вольт-фарадной характеристикой (ВФХ) конденсатора, вызывая нелинейные искажения и нестабильность параметров устройства. Одним из эффективных методов подавления этой модуляции является использование симметричной компенсационной схемы [14]. Для этого будем использовать модель зависимости емкости от управляющего напряжения [14]:

$$C(U) = \frac{C_0}{1 + (n-1) \left(\frac{U}{U_0} \right)^\gamma};$$

$$U = U_0 + U_{\sim} \sin(\omega t),$$

где C_0 – емкость конденсатора при нулевом управляющем напряжении; n – управляемость; U – управляющее напряжение; U_0 – амплитуда постоянного напряжения; $U_{\sim}$ – амплитуда переменного напряжения; ω – частота переменного напряжения; γ – подгоночный параметр. Для дальнейших расчетов примем: $C_0 = 0.162$ пФ; $n = 1.5$; $\omega = 100$ МГц; $\gamma = 2$.

Емкость сегнетоэлектрического конденсатора нелинейно зависит от приложенного к нему управляющего напряжения U , что описывается его ВФХ. В рабочем режиме на конденсатор одновременно подаются постоянное

напряжение смещения U_0 , задающее рабочую точку, и переменное напряжение СВЧ-сигнала $U_{\sim} \sin(\omega t)$. Поскольку ВФХ нелинейна, мгновенное значение емкости начинает изменяться с частотой СВЧ-сигнала. Это приводит к двум негативным эффектам. Паразитная амплитудная модуляция: емкость, изменяющаяся на частоте сигнала, вызывает нелинейные искажения самого СВЧ-сигнала, ухудшая его качество и ограничение мощности: мощность проходящего СВЧ-сигнала ограничивается значением, при котором эта паразитная модуляция становится критичной. Для решения данной проблемы применяется схема на основе сдвоенного встречно-включенного сегнетоэлектрического конденсатора (рис. 4). Фильтры в схеме, состоящие из L_1 , C_3 и L_2 , C_4 , служат для развязки цепей питания постоянного тока и тракта СВЧ-сигнала. Сам метод основан на компенсации нелинейных изменений емкости в двух плечах схемы. На рис. 5 представлена конструкция сдвоенного конденсатора.

Рассмотрим активный элемент, состоящий из двух параллельно соединенных конденсаторов. На каждый из них подается управляющее напряжение, представляющее собой суперпозицию постоянного смещения и переменного СВЧ-напряжения, т. е. на общую цепь подается СВЧ-сигнал $U_{\sim} \sin(\omega t)$. Постоянное смещение подается в среднюю точку так, что на один конденсатор поступает напряжение $+U_0 + U_{\sim} \sin(\omega t)$, а на другой $-U_0 + U_{\sim} \sin(\omega t)$. Модуль постоянного

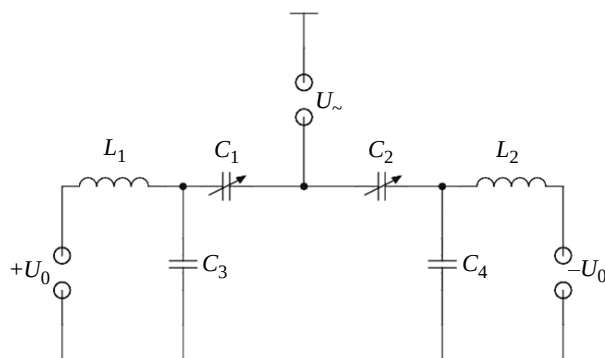


Рис. 4. Схема на основе сдвоенного встречно-включенного сегнетоэлектрического конденсатора

Fig. 4. A circuit based on a dual counter-connected ferroelectric capacitor

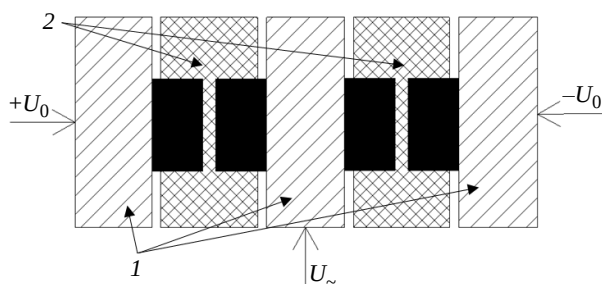


Рис. 5. Конструкция сдвоенного встречно-включенного сегнетоэлектрического конденсатора: 1 – металлизация; 2 – конденсаторы

Fig. 5. Construction of a dual counter-connected ferroelectric capacitor: 1 – metallization; 2 – capacitors

напряжения U_0 одинаково смещает рабочую точку обоих конденсаторов вдоль симметричной ВФХ, т. е. при положительном смещении рабочей точки амплитуда СВЧ-сигнала воздействует на нисходящий участок вольт-фарадной характеристики, тогда как при отрицательном смещении воздействие происходит на ее восходящий участок. Данная симметрия смещения рабочей точки вдоль оси напряжения приводит к взаимной компенсации вкладов в перестройку емкости. Результирующее значение емкости сохраняется близким к номинальному значению, что демонстрирует эффективную компенсацию нелинейных составляющих при симметричном изменении напряжения смещения. Сложение двух откликов осуществляется по следующей формуле:

$$C_{\Sigma}(U_0, U_{\sim}, t) = C(+U_0 + U_{\sim} \sin(\omega t)) + C(-U_0 + U_{\sim} \sin(\omega t)).$$

Для количественного анализа влияния модуляции емкости СВЧ-сигналом на значение емкости введем понятие усредненной за период колебаний емкости, которая может быть определена выражением

$$C_{\text{ef}}(U_0, U_{\sim}) = \frac{1}{T} \int_0^T C_{\Sigma}(U_0, U_{\sim}, t) dt.$$

На рис. 6 представлена зависимость усредненной емкости от постоянного напряжения при разных амплитудах переменного напряжения.

Как видно из рис. 6, при выполнении условия $U_0 > U_{\sim}$ переменное напряжение вызывает разнонаправленное изменение емкостей: на одном

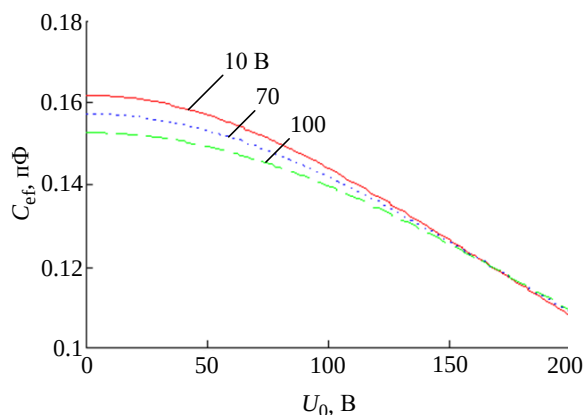


Рис. 6. Зависимость эффективной емкости от постоянного напряжения при разных амплитудах переменного напряжения

Fig. 6. Dependence of effective capacitance on constant voltage at different amplitudes of alternating voltage

конденсаторе емкость увеличивается, на другом – уменьшается. Так как конденсаторы соединены параллельно по СВЧ, их емкости суммируются, а противоположные изменения компенсируют друг друга, т. е. благодаря параллельному соединению и симметрии ВФХ эти изменения компенсируют друг друга, вследствие чего результирующая емкость системы становится слабо зависимой от амплитуды переменного СВЧ-напряжения. Высокая электрическая прочность четырехэлектродной конструкции позволяет прикладывать на нее большое постоянное напряжение, т. е. почти полностью нивелировать действие паразитной модуляции.

Также стоит упомянуть проблему перегрева. При работе в переменных электрических полях, особенно на высоких частотах, в конденсаторе наблюдается значительное тепловыделение в области зазора (активная область). Низкая теплопроводность тонких сегнетоэлектрических пленок и локальные перегревы, связанные с дефектами структуры и шероховатостью электродов, приводят к неконтролируемому росту температуры активной области. Этот перегрев приводит не только к нестабильности функциональных параметров сегнетоэлектрика, но и к его термической деградации с возможным механическим разрушением всей структуры вследствие плавления. Основная причина перегрева обусловлена генерацией высокой напряженности электрического поля в области зазора – приложение напряжения в несколько сотен вольт к электродам, разделенным

Табл. 2. Сравнение коэффициентов теплопроводности материалов подложек

Tab. 2. Comparison of thermal conductivity coefficients of substrate materials

Материал	Коэффициент теплопроводности (κ_3), Вт/мК
Оксид магния (MgO)	60
Поликор	25
Карбид кремния (SiC), альфа-модификация	490
LaAlO ₃	4

зазором шириной в несколько микрон, создает напряженность поля, достигающую значений порядка нескольких киловольт на миллиметр. Данный режим работы создает значительную плотность мощности диэлектрических потерь в объеме сегнетоэлектрика. В связи с этим к материалам подложки предъявляются требования высокой теплопроводности для эффективного отвода тепла от активной области. Кроме того, материал подложки должен демонстрировать стабильность электрофизических и механических характеристик в рабочем диапазоне температур. В табл. 2 представлена сравнительная характеристика коэффициентов теплопроводности популярных материалов для подложек при комнатной температуре.

Для проведения теплового расчета будем использовать модель, представленную на рис. 7.

Для данной задачи планарный конденсатор был поделен на три области (рис. 7). Воздействие СВЧ-поля вызывает нагрев элементов конструкции. Через определенный временной интервал в системе формируется стационарный тепловой режим, характеризуемый установле-

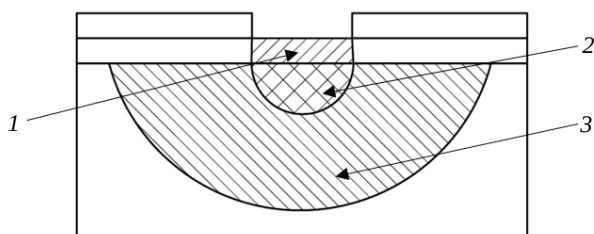


Рис. 7. Модель теплового расчета: 1 – активная зона; 2 – часть подложки, непосредственно прилегающая к активной зоне; 3 – часть подложки, в которой реализуется цилиндрическая модель растекания тепла

Fig. 7. Thermal calculation model: 1 – core; 2 – part of the substrate directly adjacent to the core; 3 – part of the substrate in which the cylindrical model of heat spreading is implemented

нием равновесного распределения температуры. Сделаем также некоторые допущения. Примем, что температура внешней стороны подложки поддерживается постоянной благодаря эффективному теплоотводу к окружающим элементам конструкции [15]. В соответствии с тепловой моделью конденсатора в [15] делается допущение о том, что тепло отводится только через подложку. При рабочих температурах, которые близки к комнатной температуре, из-за малой теплопроводности подложка может оказывать значительное влияние на перегрев конденсатора. Также стоит упомянуть, что в данном тепловом расчете исследуется одиночный конденсатор без учета подключенных через металлические электроды других СВЧ-устройств (без учета теплоотвода через электроды).

Наиболее нагретой областью структуры является верхний слой сегнетоэлектрической пленки, температуру которого обозначим T_1 . Наименьший нагрев наблюдается в приконтактной области пленки, непосредственно граничащей с подложкой, температуру которой обозначим как T_2 . Расчет тепловых процессов проводится в рамках одномерного приближения, при котором распределение температуры зависит исключительно от координаты, нормальной к границам раздела воздух–сегнетоэлектрик и сегнетоэлектрик–подложка. Правомочность использования данной модели обоснована значительным превышением поперечных размеров структуры ($w > s > h$) над толщиной сегнетоэлектрической пленки h , что позволяет пренебречь краевыми эффектами. Для расчета данных температур рассчитаем объемную плотность мощности (P_{vol}) и полную мощность, выделяемую в активной зоне (P_{tot}) по следующим формулам [16–18] (начальные данные указаны при расчете емкости конденсатора и влияния СВЧ-поля на модуляцию):

$$V = swh;$$

$$P_{vol} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_2 E_{RF}^2}{2} \omega \operatorname{tg} \delta;$$

$$P_{tot} = P_{vol} V,$$

где V – объем активной зоны; s – ширина зазора; w – ширина конденсатора; h – толщина

сегнетоэлектрической пленки; ε_0 – диэлектрическая постоянная; ε_2 – диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектрической пленки; ω – циклическая частота СВЧ-поля; E_{RF} – напряженность электрического поля; $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь сегнетоэлектрической пленки.

Рассчитаем тепловые сопротивления (R_T) второй и третьей зон по следующим формулам:

$$R_{T2} = \frac{1}{\kappa_3} \frac{1}{2w};$$

$$R_{T3} = \frac{1}{\kappa_3} \frac{1}{\pi w} \ln \left(\frac{2H}{s} \right),$$

где κ_3 – коэффициент теплопроводности диэлектрической подложки. Теперь оценим перегрев, используя формулы

$$\Delta T_{\text{sub}} = P_{\text{tot}} (R_{T2} + R_{T3});$$

$$\Delta T_{\text{Film}} = \frac{1}{2\kappa_2} P_{\text{vol}} h^2;$$

$$\Delta T_{\text{max}} = \Delta T_{\text{sub}} + \Delta T_{\text{Film}},$$

где ΔT_{sub} – перегрев подложки; ΔT_{Film} – перегрев сегнетоэлектрической пленки; ΔT_{max} – максимальный перегрев.

По результатам тепловых расчетов (табл. 3) карбид кремния является наиболее подходящим материалом подложки для эффективного теплоотвода, обеспечивающим минимальный перегрев при воздействии высокого уровня СВЧ-мощности. Выбор материала подложки для сегнетоэлектрических пленок определяется не только теплопроводностью, но и комплексом взаимосвязанных факторов: совместимостью кристаллических решеток, диэлектрическими свойствами подложки и технологичностью процесса осаждения [19]. Вместе с тем карбид

кремния не является стандартной подложкой для роста пленок BSTO. Вследствие значительного несоответствия параметров кристаллической решетки пленки получают поликристаллическими, что приводит к снижению диэлектрической проницаемости и росту потерь [19]. Для получения качественных пленок необходимы буферные слои, что усложняет технологический процесс. Подложка LaAlO_3 обеспечивает наилучшее согласование решетки с BSTO (2...4 %) и позволяет получить эпитаксиальные пленки с высокой перестройкой и низкими потерями [20]. Однако его высокая диэлектрическая проницаемость ($\varepsilon \approx 24$) может создавать сложности при согласовании с линиями 50 Ом, что ограничивает его применение в некоторых типах СВЧ-устройств. MgO характеризуется несколько большим несоответствием решеток (5...7 %) [20], чем LaAlO_3 , при этом допускается рост эпитаксиальных пленок, но теплопроводность выше, чем у LaAlO_3 . Следует отметить, что MgO является гигроскопичным материалом, что может привести к ухудшению качества роста пленки. В связи с этим требуются специальные условия хранения, например в сухой атмосфере. Поликор технологически прост и экономически привлекателен, однако из-за своей структуры приводит к поликристаллической структуре пленок и повышенным диэлектрическим потерям [21].

Выбор определенного материала подложки определяется приоритетами конкретного применения. Если устройство работает при высоком уровне СВЧ-мощности и требования к тепловому режиму критичны, то карбид кремния предпочтителен, несмотря на сложность получения качественной пленки. Если приоритет – минимальные потери и максимальная перестройка при умеренной мощности, то оптимален LaAlO_3 как материал с наилучшим согласованием решетки с BSTO. Если важна стоимость и техно-

Табл. 3. Оценка теплоотвода диэлектрических подложек

Tab. 3. Evaluation of the heat sink of dielectric substrates

Параметр	SiC	MgO	Поликор	LaAlO_3
Коэффициент теплопроводности, Вт/мК	490	60	25	4
Тепловое сопротивление второй зоны, К/Вт	1	8.3	20	125
Тепловое сопротивление третьей зоны, К/Вт	3	24.43	58.6	366.5
Перегрев подложки, К	1	8.2	19.65	122.9
Максимальный перегрев сегнетоэлектрической пленки, К	7.25	14.45	25.9	129.15

логичность при допустимом уровне потерь, то поликор является разумным выбором. MgO является компромиссным вариантом, сочетая хорошую теплопроводность и возможность эпитаксиального роста, однако требует соблюдения условий хранения из-за гигроскопичности.

Заключение. Таким образом, рассмотрен метод увеличения электрической прочности сегнетоэлектрического планарного конденсатора. Четырехэлектродная конструкция дает возможность увеличить максимальное прикладываемое

управляющее напряжение. Данный фактор позволяет лучше бороться с паразитной модуляцией емкости переменным напряжением, которая подавляется при приложении постоянного напряжения, большего переменного. Также был выполнен тепловой расчет, позволяющий выбрать более оптимальный материал для подложки для эффективного теплоотвода. Несмотря на наилучшие тепловые характеристики практическое применение карбида кремния ограничено сложностью формирования пленок.

Список литературы

1. Вендик О. Г. Сегнетоэлектрики находят свою "нишу" среди управляющих устройств СВЧ // Физика твердого тела. 2009. Т. 51, № 7. С. 1441–1446.
2. Вендик О. Г., Никольский М. А. Учет нелинейности сегнетоэлектрического слоя в модели планарного конденсатора // Письма в ЖТФ. 2003. Т. 29, № 5. С. 20–29.
3. Нестеров В. Н., Нестеров И. В., Савицкий В. З. Анализ современных представлений о моделировании свойств сегнетоэлектриков // Альманах современной науки и образования. 2011. № 1. С. 73–75.
4. Определение параметров планарных конденсаторов на основе тонкопленочных сегнетоэлектрических материалов / Г. В. Чучева, М. С. Афанасьев, И. А. Анисимов, А. И. Георгиева, С. А. Левашов, А. Э. Набиев // Изв. Саратов. ун-та. Новая сер. Сер. Физика. 2012. Т. 12, № 2. С. 8–11.
5. Вендик О. Г., Зубко С. П. Феноменологическое описание зависимости диэлектрической проницаемости титаната стронция от приложенного электрического поля и температуры // Журн. техн. физики. 1997. Т. 67, № 3. С. 29–33.
6. Гайдуков М. М., Козырев А. Б., Рубан А. С. Измерение емкости и диэлектрических потерь планарных конденсаторов на сегнетоэлектрической пленке в диапазоне СВЧ // Радиотехника и электроника. 1975. Т. 20, № 12. С. 2588–2591.
7. Gevorgian S. Ferroelectrics in microwave devices, circuits and systems: physics, modeling, fabrication and measurements. London: Springer, 2009. 396 p. doi: 10.1007/978-1-84882-507-9
8. Гагарин А. Г., Зубко С. П., Медведева Н. Ю. Эффективная диэлектрическая проницаемость сегнетоэлектрической пленки в составе плоскопараллельных и планарных конденсаторов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2016. № 1. С. 51–54.
9. Вендик О. Г., Зубко С. П., Никольский М. А. Моделирование и расчет емкости планарного конденсатора, содержащего тонкий слой сегнетоэлектрика // Журн. техн. физики. 1999. Т. 69, № 4. С. 1–7.
10. Вендик О. Г., Никольский М. А. Моделирование характеристик многослойного планарного конденсатора // Журн. техн. физики. 2001. Т. 71, № 1. С. 117–121.
11. Оценка емкости плоского конденсатора с учетом шероховатости поверхности электродов / Ю. К. Евдокимов, Л. Ю. Фадеева, Р. К. Сагдиев, Б. М. Валеев // Вестн. Поволжского гос. технологического ун-та. Сер. Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2019. № 4. С. 67–74. doi: 10.25686/2306-2819.2019.4.67
12. Chou S. Y., Krauss P. R., Renstrom P. J. Nanoimprint lithography // J. of Vacuum Science & Technology B. 1996. Vol. 14, № 6. P. 4129–4133. doi: 10.1116/1.588605
13. Формирование микрорельефа методами электронно-лучевой литографии и контактной фотолитографии / Ю. Ю. Гребнева, Т. И. Данилина, А. В. Мошкина, И. А. Чистоедова // Докл. Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2012. № 2–2 (26). С. 175–178.
14. Влияние мощности СВЧ-сигнала на управляемость сегнетоэлектрического фазовращателя / А. Н. Васильев, О. Г. Вендик, И. В. Якушин // Журн. техн. физики. 2011. Т. 81, № 10. С. 55–59.
15. Вендик О. Г. Сегнетоэлектрики в технике СВЧ. М.: Сов. радио, 1979. 272 с.
16. Samoilova T. B., Astafiev K. F. Heat effect as a cause of enhancement of microwave nonlinearity of planar SrTiO₃ capacitors on sapphire substrates at $T = 78$ K // Integrated Ferroelectrics. 2001. Vol. 34, № 1–4. P. 279–290.
17. Nonlinear behavior of thin film SrTiO₃ capacitors at microwave frequencies / A. B. Kozyrev, T. B. Samoilova, A. A. Golovkov, E. K. Hollmann, D. A. Kalinikov, V. E. Loginov, A. M. Prudan, O. I. Soldatenkov, D. Galt, C. H. Mueller, T. V. Rivkin, G. A. Koepf // J. of Applied Physics. 1998. Vol. 84, № 6. P. 3326–3332. doi: 10.1063/1.368487
18. Nonlinear properties of thin ferroelectric film-based capacitors at elevated microwave power / O. Soldatenkov, T. Samoilova, A. Ivanov, A. Kozyrev, D. Ginley, T. Kaydanova // Applied Physics Lett. 2006. Vol. 89. Art. № 232901. doi: 10.1063/1.2399336
19. Ferroelectric materials for microwave tunable applications / A. K. Tagantsev, V. O. Sherman, K. F. Astafiev, J. Venkatesh, N. Setter // J. of Electroceramics. 2003. Vol. 11, № 1. P. 5–66. doi: 10.1023/B:JECR.0000015661.81386.e6

20. The effect of annealing on the microwave properties of $\text{Ba}_{0.5}\text{Sr}_{0.5}\text{TiO}_3$ thin films / W. Chang, J. S. Horwitz, A. C. Carter, J. M. Pond, S. W. Kirchoefer, Ch. M. Gilmore, D. B. Chrisey // *Applied Physics Let.* 1999. Vol. 74, № 7. P. 1033–1035.
doi: 10.1063/1.123446

21. Structural features and phase transition temperature of $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ films grown on various substrates / S. F. Karmanenko, A. I. Dedyk, A. A. Melkov, R. N. Il'in, V. I. Sakharov, I. T. Serenkov, J. Ha // *J. of Physics: Condensed Matter*. 2002. Vol. 14, № 27. P. 6823–6831.
doi: 10.1088/0953-8984/14/27/306

Информация об авторах

Карымсаков Камиль Ермакович – магистр по направлению "Микроволновая и телекоммуникационная электроника" (2026, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов: сегнетоэлектрики, электротехника, микроэлектроника.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Проф. Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: kamakar2003@mail.ru

Дмитриев Кирилл Андреевич – магистр по направлению "Физическая электроника" (2026, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов: сегнетоэлектрики; электротехника; микроэлектроника.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Проф. Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: ne4ehbka88@gmail.com

Зубко Светлана Петровна – кандидат физико-математических наук (1999), доцент (2005) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 23 научных работ. Сфера научных интересов: сегнетоэлектрики; электротехника; микроэлектроника; СВЧ-электроника.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Проф. Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: spzubko@gmail.com

References

1. Vendik O. G. Ferroelectrics Find Their "Niche" Among Microwave Control Devices. *Solid State Physics*. 2009, vol. 51, no. 7, pp. 1441–1446. (In Russ.)

2. Vendik O. G., Nikol'skiy M. A. Accounting for the Nonlinearity of a Ferroelectric Layer in a Planar Capacitor Model. *Technical Physics J. Let.* 2003, vol. 29, no. 5, pp. 25–29. (In Russ.)

3. Nesterov V. N., Nesterov I. V., Savitskii V. Z. Analysis of Modern Concepts on Modeling the Properties of Ferroelectrics. *The Almanac of Modern Science and Education*. 2011, no. 1, pp. 73–75. (In Russ.)

4. Chucheva G. V., Afanas'ev M. S., Anisimov I. A., Georgieva A. I., Levashov S. A., Nabiev A. E. Determination of Parameters of Planar Capacitors Based on Thin-Film Ferroelectric Materials. *J. of the Saratov University. New Series. Series Physics*. 2012, vol. 12, no. 2, pp. 8–11. (In Russ.)

5. Vendik O. G., Zubko S. P. Phenomenological Description of the Permittivity of Strontium Titanate as a Function of Applied Electric Field and Temperature. *Technical Physics*. 1997, vol. 42, no. 3, pp. 278–281.

6. Gaidukov M. M., Kozyrev A. B., Ruban A. S. Measurement of Capacitance and Dielectric Losses of Planar Capacitors on a Ferroelectric Film in the Microwave Range. *Radio Engineering and Electronics*. 1975, vol. 20, no. 12, pp. 2588–2591. (In Russ.)

7. Gevorgian S. Ferroelectrics in Microwave Devices, Circuits and Systems: Physics, Modeling, Fabrica-

tion and Measurements. London, Springer, 2009, 396 p.
doi: 10.1007/978-1-84882-507-9

8. Gagarin A. G., Zubko S. P., Medvedeva N. Yu. Effective Dielectric Permittivity of Ferroelectric Film Included in Parallel-Plate and Planar Ferroelectric Capacitors. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2016, no. 1, pp. 51–54. (In Russ.)

9. Vendik O. G., Zubko S. P., Nikol'skii M. A. Modeling and Calculation of the Capacitance of a Planar Capacitor Containing a Ferroelectric Thin Film. *Technical Physics*. 1999, vol. 44, no. 4, pp. 349–355.

10. Vendik O. G., Nikol'skii M. A. Modeling the Characteristics of a Multilayer Planar Capacitor. *Technical Physics J.* 2001, vol. 71, no. 1, pp. 117–121. (In Russ.)

11. Evdokimov Yu. K., Fadeeva L. Yu., Sagdiev R. K., Valeev B. M. Estimation of the Capacitance of a Flat Capacitor Taking into Account the Surface Roughness of Electrodes. *J. of the Volga State University of Technology. Ser. Radio Engineering and Infocommunication Systems*. 2019, no. 4, pp. 67–74. (In Russ.)

12. Chou S. Y., Krauss P. R., Renstrom P. J. Nanoimprint Lithography. *J. of Vacuum Science & Technology B*. 1996, vol. 14, no. 6, pp. 4129–4133.
doi: 10.1116/1.588605

13. Grebneva Yu. Yu., Danilina T. I., Moshkina A. V., Chistoedova I. A. Fabrication of Microrelief by Electron Beam Lithography and Contact Photolithography. *Proc. of the Tsur University*. 2012, no. 2–2 (26), pp. 175–178. (In Russ.)

14. Vasil'ev A. N., Vendik O. G., Yakushin I. V. Effect of the Microwave Signal Power on the Controllability of a Ferroelectric Phase Shifter. *Technical Physics*. 2011, vol. 56, iss. 10, pp. 1434–1438.

15. Vendik O. G. *Segnetoelektriki v tekhnike SVCh* [Ferroelectrics in Microwave Technology]. Moscow, *Sovetskoe radio*, 1979, 272 p. (In Russ.)

16. Samoilova T. B., Astafiev K. F. Heat Effect as a Cause of Enhancement of Microwave Nonlinearity of Planar SrTiO₃ Capacitors on Sapphire Substrates at $T = 78$ K. *Integrated Ferroelectrics*. 2001, vol. 34, no. 1–4, pp. 279–290.

17. Kozyrev A. B., Samoilova T. B., Golovkov A. A., Hollmann E. K., Kalinikos D. A., Loginov V. E., Prudan A. M., Soldatenkov O. I., Galt D., Mueller C. H., Rivkin T. V., Koepf G. A. Nonlinear Behavior of Thin Film SrTiO₃ Capacitors At Microwave Frequencies. *J. of Applied Physics*. 1998, vol. 84, no. 6, pp. 3326–3332. doi: 10.1063/1.368487

18. Soldatenkov O., Samoilova T., Ivanov A., Kozyrev A., Ginley D., Kaydanova T. Nonlinear Properties of Thin Ferroelectric Film-Based Capacitors at Elevated

Microwave Power. *Applied Physics Let.* 2006, vol. 89, art. no. 232901.

doi: 10.1063/1.2399336

19. Tagantsev A. K., Sherman V. O., Astafiev K. F., Venkatesh J., Setter N. Ferroelectric Materials for Microwave Tunable Applications. *J. of Electroceramics*. 2003, vol. 11, no. 1, pp. 5–66.

doi: 10.1023/B:JECR.0000015661.81386.e6

20. Chang W., Horwitz J. S., Carter A. C., Pond J. M., Kirchoefer S. W., Gilmore Ch. M., Chrisey D. B. The Effect of Annealing on the Microwave Properties of Ba_{0.5}Sr_{0.5}TiO₃ Thin Films. *Applied Physics Let.* 1999, vol. 74, no. 7, pp. 1033–1035. doi: 10.1063/1.123446

21. Karmanenko S. F., Dedyk A. I., Melkov A. A., Il'in R. N., Sakharov V. I., Serenkov I. T., Ha J. Structural Features and Phase Transition Temperature of Ba_xSr_{1-x}TiO₃ Films Grown on Various Substrates. *J. of Physics: Condensed Matter*. 2002, vol. 14, no. 27, pp. 6823–6831.

doi: 10.1088/0953-8984/14/27/306

Information about the authors

Kamil E. Karymsakov, Master in Microwave and Telecommunication Electronics (2026, Saint Petersburg Electrotechnical University). The author of 2 scientific publications. Area of expertise: ferroelectrics; electrical engineering; microelectronics.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: kamakar2003@mail.ru

Kirill Andreevich Dmitriev, Master in Physical Electronics (2026, Saint Petersburg Electrotechnical University). The author of 2 scientific publications. Area of expertise: ferroelectrics; electrical engineering; microelectronics.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: ne4ehbka88@gmail.com

Svetlana Petrovna Zubko, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (1999), Associate Professor (2005) of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 23 scientific publications. Area of expertise: ferroelectrics; electrical engineering; microelectronics; microwave electronics.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: spzubko@gmail.com

Применение методов MUSIC и Root MUSIC для оценки угла места низколетящей цели

А. А. Монаков 

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

 a_monakov@mail.ru

Аннотация

Введение. Оценка угла места (высоты) низколетящей цели является важной задачей радиолокации. Сложность решения задачи вызвана присутствием в принимаемом сигнале помимо прямого сигнала цели сигнала, рассеянного поверхностью. При абсолютно плоской поверхности этот сигнал может быть представлен как сигнал точечного источника – антипода, который является зеркальным изображением цели. Сигналы цели и антипода сильно коррелированы. Это не позволяет использовать для оценки спектральные методы сверхразрешения, такие как MUSIC и Root MUSIC. Эффективным способом разрушения корреляции является перестройка несущей частоты излучаемого сигнала в каждом периоде повторения.

Цель работы. Исследование возможности и качества оценки угла места низколетящей цели в случае использования методов спектрального анализа MUSIC и Root MUSIC при перестройке от импульса к импульсу несущей частоты зондирующего сигнала.

Материалы и методы. Для решения поставленной задачи представлена математическая модель радиолокатора с цифровой антенной решеткой и сигнала низколетящей над плоской и абсолютно проводящей поверхностью цели. Для определения ширины полосы перестройки несущей частоты использован энтропийный критерий.

Результаты. На основе энтропийного критерия решена задача выбора ширины полосы перестройки несущей частоты. Показано, что оптимальная ширина полосы частот составляет примерно 0.12 от среднего значения несущей частоты. Методом математического моделирования определена точность оценки угла места цели в зависимости от отношения сигнал/шум, высоты цели, количества элементов антенной решетки и ширины диапазона перестройки несущей частоты для методов MUSIC и Root MUSIC.

Заключение. Полученные в ходе математического моделирования данные свидетельствуют о возможности точной оценки угла места низколетящей цели в радиолокаторах с цифровыми антенными решетками при перестройке несущей частоты зондирующего сигнала в каждом периоде повторения. Дальнейшие исследования будут посвящены изучению влияния наличия в сигнале антипода диффузионной компоненты, порождаемой шероховатостью поверхности.

Ключевые слова: низколетящая цель, оценка угловой координаты, методы спектрального анализа MUSIC и Root MUSIC, многолучевое распространение, энтропия

Для цитирования: Монаков А. А. Применение методов MUSIC и Root MUSIC для оценки угла места низколетящей цели // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 4. С. 30–46.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-30-46

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 23.04.2026; принята к публикации после рецензирования 08.06.2026; опубликована онлайн 30.09.2026

Application of MUSIC and Root MUSIC Methods for Estimating the Elevation Angle of a Low-Altitude Target

Andrey A. Monakov✉

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

✉ a_monakov@mail.ru

Abstract

Introduction. Estimation of the elevation angle of a low-altitude target is an important problem in radar and radio navigation. The complexity of this problem stems from the presence in the received signal of a mixture of the direct target signal and a signal scattered by the surface. In the simplest case, when the surface is perfectly flat, the latter can be represented as a signal propagating from a point source – the antipode, which is the mirror image of the target. The direct target signal and the antipode signal are highly correlated, which precludes the use of spectral super-resolution methods, such as MUSIC and Root MUSIC, for elevation-angle estimation, even when the radar is equipped with a digital antenna array. An effective way to reduce this correlation is to change the carrier frequency of the transmitted signal during each repetition period.

Aim. To study the feasibility and accuracy of estimating the elevation angle of a low-altitude target using the MUSIC and Root MUSIC spectral analysis methods when changing the carrier frequency of the transmitted signal from pulse to pulse.

Materials and methods. The problem was solved using a mathematical model of a digital antenna array radar and the signal of a low-altitude target over a flat surface. An entropy criterion was used to determine the bandwidth of carrier frequency agility.

Results. Using the entropy criterion, the problem of selecting the bandwidth of carrier frequency agility was solved. The optimal bandwidth was found to be approximately 0.12 times the mean carrier frequency. Using mathematical simulation, the accuracy of elevation-angle estimation was assessed as a function of the signal-to-noise ratio, target height, the number of antenna elements, and the bandwidth of carrier frequency agility for the MUSIC and Root MUSIC methods.

Conclusion. The results obtained through mathematical simulation demonstrate the feasibility of accurately estimating the elevation angle of a low-altitude target in radars with digital antenna arrays and pulse-to-pulse changes in the carrier frequency. Further research will examine the effect of the diffusion component in the antipode signal caused by surface roughness.

Keywords: low-altitude target, elevation angle estimation, MUSIC and Root MUSIC spectral analysis methods, multipath propagation, entropy

For citation: Monakov A. A. Application of MUSIC and Root MUSIC Methods for Estimating the Elevation Angle of a Low-Altitude Target. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 4, pp. 30–46.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-30-46

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

Submitted 23.04.2026; accepted 08.06.2026; published online 30.09.2026

Введение. Задача оценки высоты (угла места) низколетящей цели (НЛЦ) при ее наблюдении в радиолокационной или радионавигационной системе, в приемный тракт которой помимо прямого сигнала от цели попадает сигнал, отраженный от подстилающей поверхности, давно известна в теории и практике [1, 2]. Теоретическому анализу задачи посвящена отдельная глава в монографии Р. В. Островитянова и Ф. А. Басалова [3], а также огромное количество статей (см. [4–25] и ссылки в этих публикациях). В этих работах доказано,

что данная задача является частным случаем радиолокационного наблюдения протяженной цели, в состав которой входит источник сигнала, находящийся близко к поверхности земли, а также виртуальная цель (антипод), которая находится ниже поверхности и в общем случае является протяженной.

Задача пеленгации НЛЦ имеет следующие особенности:

1. Источник сигнала и антипод не разрешаются в рэлеевском смысле ни по одному из

сигнальных параметров: направлению прихода волны в точку приема (углу места), времени запаздывания (дальности), скорости (доплеровской частоте), поляризации.

2. Сигналы источника и антипода сильно коррелированы, поскольку сигнал антипода – результат рассеяния сигнала источника поверхностью.

Перечисленные особенности делают решение задачи пеленгации НЛЦ чрезвычайно сложным. Однако можно утверждать, что решение задачи возможно лишь с применением многоканальных по пространству радиолокационных систем – моноимпульсных радиолокаторов или радиолокаторов с антенными решетками. В настоящее время для решения задачи предложено большое количество способов. К числу исторически первых можно отнести метод, использующий для оценки поиска максимума функции правдоподобия принятых элементами антенной системы сигналов [6–8]. Метод позволяет получить высокую точность оценки в случае плоской поверхности, однако требует больших вычислительных затрат, поскольку на заключительном этапе оценивания требуется реализовать поиск оценок угловых координат цели и антипода в двумерном пространстве [9]. В [10] для решения задачи был предложен метод комплексных углов (англ. Complex Indicated Angles). Суть метода заключается в том, что при наличии сигнала антипода в сигнале ошибки моноимпульсного суммарно-разностного пеленгатора появляется мнимая составляющая. Как показано в [11], причиной этого является возникновение реактивного потока мощности в точке приема. Мнимая часть сигнала ошибки несет информацию о протяженности наблюдаемого объекта по углу. Применительно к задаче оценки угловой координаты НЛЦ данный метод предполагает сравнение наблюдаемого годографа комплексного сигнала ошибки с годографами, хранящимися в памяти сигнального процессора и полученными в ходе проведенных при разных физических состояниях подстилающей поверхности и высотах цели экспериментов.

Перечисленные методы имеют помимо указанных недостатков один общий: качество их работы существенно снижается, когда подстилающая поверхность является шероховатой, и в

отраженном от поверхности сигнале появляется диффузная компонента [1, 4, 12, 13], которая может быть представлена как сигнал, приходящий от протяженного по углу объекта, находящегося ниже поверхности. При этом нарушается одно из основных допущений перечисленных методов: антипод является точечным источником сигнала.

Уменьшить влияние протяженности антипода позволяют методы двойного нуля (англ. Double-Null Technique) и неподвижного луча (англ. Fixed Beam Technique) [2, 14]. Оба метода являются обобщениями моноимпульсного способа пеленгации. При реализации метода двойного нуля диаграммы направленности разностного и суммарного каналов формируются таким образом, чтобы в направлении антипода образовались дополнительные нули. В методе неподвижного луча отношение диаграмм направленности разностного и суммарного каналов – четная функция угловой координаты. В силу этого при одинаковых по модулю, но разных по знаку угловых координатах цели и антипода присутствие сигнала антипода в принимаемых сигналах не влияет на оценку угла места цели. В дальнейшем метод двойного нуля был распространен на радиолокаторы, использующие многоканальные антенные системы с несколькими разнесенными по высоте фазовыми центрами, фазированные антенные решетки и цифровые методы синтеза диаграмм направленности [15–17]. Кроме того, в [17] было предложено использовать изменение несущей частоты излучаемых сигналов для разрушения корреляции сигналов цели и антипода.

Прогресс в разработке антенных систем, сигнальных процессоров и их программного обеспечения вернул интерес разработчиков к методам, основанным на поиске максимума функции правдоподобия принятого пространственно-временного сигнала [18–25]. При поиске предлагается использовать различные современные методы оптимизации и представления сигналов (Iterative Subspace Projection, Orthogonal Matching Pursuit, Compressed Sensing).

Открытый Р. Шмидтом в [26] метод спектрального анализа MUSIC (Multiple Signal Classification) и полученный А. Барабеллом метод Root MUSIC [27] широко применяются в настоящее

время при решении задач, в которых требуется получить сверхрелеевоое разрешение гармоник в составе полигармонического сигнала. Поэтому использование этих методов для оценки угловой координаты НЛЦ является чрезвычайно привлекательным. Однако сильная корреляция сигналов цели и антипода не позволяет реализовать потенциальные возможности методов. Одним из эффективных средств разрушения корреляции является изменение несущей частоты зондирующего сигнала между периодами повторения. Настоящая статья посвящена исследованию возможности применения методов MUSIC и Root MUSIC для оценки угла места НЛЦ при использовании перестройки несущей частоты в случае наблюдения НЛЦ над плоской поверхностью.

Статья организована следующим образом. В первой части дан анализ использования методов MUSIC и Root MUSIC для разрешения по углу двух точечных источников при наличии корреляции их сигналов. Далее на основе анализа энтропии углового шума, возникающего при интерференции сигналов НЛЦ и антипода, и наличии случайного от импульса к импульсу изменения несущей частоты зондирующего сигнала решается задача о выборе полосы перестройки. Затем приведены результаты математического моделирования использования методов MUSIC и Root MUSIC для оценки пространственных частот сигналов цели и антипода. В заключение сделаны выводы по работе.

Метод MUSIC и задача пеленгации низколетящей цели. Как известно [28, 29], для качественной оценки частот гармонических компонент при использовании метода MUSIC требуется существование "оторванной" группы собственных чисел корреляционной матрицы принимаемого сигнала. Рассмотрим этот вопрос подробнее. Пусть наблюдаются два независимо флуктуирующих источника сигналов и прием ведется в радиолокационной системе с антенной решеткой (АР). Тогда сигнал в m -м приемном элементе АР равен:

$$e_m[k] = \hat{p}_1[k] \exp[imk_w d \sin \theta_1] + \hat{p}_2[k] \exp[imk_w d \sin \theta_2] + w_m[k],$$

где $k = 0, \dots, K-1$ – дискретное время; $\hat{p}_j[k]$ и θ_j – комплексная амплитуда сигнала и угловая

координата j -го источника; $k_w = 2\pi f_0/c$ – волновое число (f_0 – несущая частота; c – скорость света); d – расстояние между элементами (в дальнейшем будем считать, что АР – эквидистантная и $d = \lambda/2$, λ – длина волны); $\hat{w}_m[k]$ – отсчет дискретного белого шума, среднюю мощность которого положим равной $P_w = 1$. В дальнейшем будем считать, что временные отчеты сигналов в элементах АР взаимно независимы. Тогда, если сигналы источников в один и тот же момент времени взаимно коррелированы, а их комплексные амплитуды представляют собой случайные величины с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсиями (средними мощностями или, в силу принятого соглашения о P_w , отношениями сигнал/шум (ОСШ) для сигналов источников) p_j , $j = 1, 2$, корреляционная матрица (КМ) принятых в элементах АР сигналов равна:

$$R = (\mathbf{v}_1 | \mathbf{v}_2) \begin{pmatrix} p_1 & r^* \sqrt{p_1 p_2} \\ r \sqrt{p_1 p_2} & p_2 \end{pmatrix} (\mathbf{v}_1 | \mathbf{v}_2)^H + I = \\ = V C V^H + I, \quad (1)$$

где $V = (\mathbf{v}_1 | \mathbf{v}_2)$ – матрица, столбы которой есть единичные векторы волновых фронтов источников $\mathbf{v}_j = M^{-1/2} \left(\exp[im u_j] \right)_{m=0}^{M-1}$, $j = 1, 2$ ($u_j = k_w d \sin \theta_j$, $j = 1, 2$ – пространственные частоты сигналов источников); r – коэффициент корреляции сигналов источников; $(\cdot)^H$ – оператор эрмитова сопряжения. В прил. 1 показано, что собственные числа КМ R равны:

$$\lambda_{1,2} = \left(\frac{q_1 a_{11} + q_2 a_{22}}{2} + 1 \right) \pm \\ \pm \left[\frac{(a_{11} q_1 - a_{22} q_2)^2}{4} + |a_{12}|^2 q_1 q_2 \right]^{1/2}, \quad (2) \\ \lambda_m = 1; m = 3, \dots, M,$$

где q_1 и q_2 – собственные числа матрицы C ; $a_{11} = \mathbf{w}_1^H \mathbf{w}_1$; $a_{22} = \mathbf{w}_2^H \mathbf{w}_2$ и $a_{12} = \mathbf{w}_1^H \mathbf{w}_2$; $\mathbf{w}_j = V \mathbf{u}_j$, $j = 1, 2$ – векторы, равные произведению матрицы V и собственных векторов $\mathbf{u}_1$

и u_2 матрицы C . При равенстве средних мощностей $p_1 = p_2 = p$ уравнение (2) для первых двух собственных чисел упрощается:

$$\lambda_{1,2} = 1 + p(1 + \operatorname{Re}[ar^*]) \pm p\sqrt{(1 + \operatorname{Re}[ar^*])^2 - (1 - |a|^2)(1 - |r|^2)},$$

где $|a|^2 = |\mathbf{v}_1^H \mathbf{v}_2|^2 = \left[\frac{\sin(M\Delta u/2)}{M \sin(\Delta u/2)} \right]^2$ – квадрат модуля скалярного произведения волновых векторов ($\Delta u = |u_1 - u_2|$ – модуль разности пространственных частот сигналов источников).

Очевидно, что собственные числа λ_1 и λ_2 образуют "оторванную" группу, когда $|a| < 1$, что выполняется всегда при $u_1 \neq u_2$. Однако, чем меньше величина a , тем проще эту группу выделить. Следовательно, алгоритм MUSIC, в основу которого положена возможность разделения пространства принятых сигналов на подпространство целевых сигналов и подпространство шумов, будет обеспечивать тем лучшее качество оценивания угловых координат источников, чем меньше величина $|a|$ – модуля коэффициента пространственной корреляции сигналов источников.

На рис. 1 представлены результаты расчета собственных чисел λ_1 и λ_2 , полученные при следующих условиях: количество элементов в АР $M = 128$; несущая частота $f_0 = 5.6$ ГГц. Угловые координаты источников были выбраны равными угловым координатам цели и антипода при высоте антенны радиолокационной станции (РЛС)

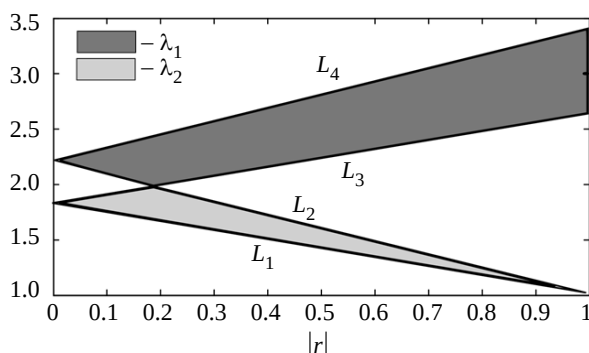


Рис. 1. Результаты расчета собственных чисел λ_1 и λ_2
Fig. 1. Results of calculation of the eigen values λ_1 and λ_2

$h = 10$ м; высоте цели $H = 100$ м; горизонтальном расстоянии между РЛС и целью $D = 10$ км; средние мощности сигналов источников равны $p = 1$. Расчеты проводились путем случайного выбора коэффициента корреляции r из единичного круга $|r| \leq 1$ на комплексной плоскости. Области на плоскости $(\lambda, |r|)$, в которые попадали λ_1 и λ_2 , закрашивались серым цветом разной насыщенности. Границами областей попадания собственных чисел являются отрезки прямых

$$\begin{cases} L_1 : \lambda = p(1 - |a|)(1 - |r|) + 1; \\ L_2 : \lambda = p(1 + |a|)(1 - |r|) + 1; \\ L_3 : \lambda = p(1 - |a|)(1 + |r|) + 1; \\ L_4 : \lambda = p(1 + |a|)(1 + |r|) + 1. \end{cases}$$

Как следует из рис. 1, с увеличением модуля коэффициента корреляции r меньшее из двух собственное число λ_2 уменьшается и стремится к единице, т. е. попадает в область, занятую собственными числами КМ R из шумового подпространства. Большее собственное число λ_1 при этом в среднем продолжает увеличиваться. Таким образом, с ростом корреляции сигналов источников спектрограмма метода MUSIC должна все больше приближаться к спектрограмме точечной цели.

При наблюдении НЛЦ над плоской поверхностью даже при выполнении условия неравенства пространственных частот источников (т. е. при выполнении неравенства $u_1 \neq u_2$), сигналы цели и антипода на коротком интервале наблюдения оказываются сильно коррелированными. Поэтому для использования алгоритма MUSIC необходимо так изменить наблюдение, чтобы максимально уменьшить корреляцию сигналов цели и антипода. Это можно сделать, используя перестройку частот зондирующих сигналов. Действительно, предположим, что частота зондирующих сигналов меняется случайным образом от периода к периоду:

$$f[k] = f_0 + \delta f[k]; k = 0, \dots, K - 1,$$

где $\delta f[k]$ – реализация случайной величины δf на k -м периоде повторения. Тогда, считая, что комплексные амплитуды сигналов цели $\dot{r}_t$ и ан-

типода $\dot{\rho}_a$ не изменяются на интервале наблюдения, сигнал в m -м приемном элементе АР равен:

$$S_m[k] = \dot{\rho}_t \exp \left[imk_w \left(1 + \frac{\delta f[k]}{f_0} \right) d \sin \theta_t \right] + \\ + \dot{\rho}_a \exp \left[imk_w \left(1 + \frac{\delta f[k]}{f_0} \right) d \sin \theta_a \right] = \\ = \dot{\rho}_t \exp[imu_t(1 + \xi[k])] + \dot{\rho}_a \exp[imu_a(1 + \xi[k])],$$

где θ_t и θ_a – угловые координаты цели и ан-типода; u_t и u_a – соответствующие простран-ственные частоты; $\xi[k] = \delta f[k]/f_0$ – нормиро-ванное случайное приращение частоты. Тогда (m, n) -й элемент сигнальной ковариационной матрицы R_S :

$$R_S(m, n) = \langle S_m[k] S_n^*[k] \rangle = \\ = M^{-1} \left(|\dot{\rho}_t|^2 \exp[imu_t] \chi_\xi[(m-n)u_t] \exp[-inu_t] + \right. \\ + \dot{\rho}_t \dot{\rho}_a^* \exp[imu_t] \chi_\xi(mu_t - nu_a) \exp[-inu_a] + \\ + \dot{\rho}_a \dot{\rho}_t^* \exp[imu_a] \chi_\xi(mu_a - nu_t) \exp[-inu_t] + \\ \left. + |\dot{\rho}_a|^2 \exp[imu_a] \chi_\xi[(m-n)u_a] \exp[-inu_a] \right),$$

где $\chi_\xi(\cdot)$ – характеристическая функция слу-чайной величины ξ . Следовательно, ковариа-ционная матрица R_S может быть представлена в виде

$$R_S = |\dot{\rho}_t|^2 X_{tt} \odot (\mathbf{v}_t \mathbf{v}_t^H) + \dot{\rho}_t \dot{\rho}_a^* X_{ta} \odot (\mathbf{v}_t \mathbf{v}_a^H) + \\ + \dot{\rho}_a \dot{\rho}_t^* X_{at} \odot (\mathbf{v}_a \mathbf{v}_t^H) + |\dot{\rho}_a|^2 X_{aa} \odot (\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a^H),$$

где

$$X_{tt} = \left\{ \chi_\xi[(m-n)u_t] \right\}_{m, n=1}^M; \\ X_{at} = \left[\chi_\xi(mu_a - nu_t) \right]_{m, n=1}^M; \\ X_{ta} = \left[\chi_\xi(mu_t - nu_a) \right]_{m, n=1}^M, \\ X_{aa} = \left\{ \chi_\xi[(m-n)u_a] \right\}_{m, n=1}^M$$

– квадратные $M \times M$ -матрицы; $\odot$ – поэле-ментное произведение матриц (произведение Адамара).

Допустим, что случайная частота δf имеет равномерную плотность распределения веро-ятности (ПРВ) в полосе $[-\Delta f/2, \Delta f/2]$. Тогда случайная величина ξ также распределена равномерно, и ее ПРВ равна

$$f_\xi(x) = \begin{cases} 1/\Delta x, & |x| \leq \Delta x/2; \\ 0, & |x| > \Delta x/2, \end{cases}$$

где $\Delta x = \Delta f / f_0$ – нормированная ширина по-лосы частот, в которой меняется частота излу-чения. Тогда характеристическая функция слу-чайной величины ξ равна

$$\chi_\xi(q) = \text{sinc}(q\Delta x/2),$$

где $\text{sinc } x = (\sin x)/x$. При $\Delta x = 0$ (случайные изменения частоты отсутствуют) $\chi_\xi(0) = 1$ и

$$R_S = |\dot{\rho}_t|^2 (\mathbf{v}_t \mathbf{v}_t^H) + \dot{\rho}_t \dot{\rho}_a^* (\mathbf{v}_t \mathbf{v}_a^H) + \\ + \dot{\rho}_a \dot{\rho}_t^* (\mathbf{v}_a \mathbf{v}_t^H) + |\dot{\rho}_a|^2 (\mathbf{v}_a \mathbf{v}_a^H) = \\ = (\dot{\rho}_t \mathbf{v}_t + \dot{\rho}_a \mathbf{v}_a)(\dot{\rho}_t \mathbf{v}_t + \dot{\rho}_a \mathbf{v}_a)^H.$$

Следовательно, ранг матрицы $\text{rank } R_S = 1$, и, как и следовало ожидать, выделенной груп-пы собственных чисел размерности 2 в спектре матрицы R_S нет. Метод MUSIC в том случае не может быть использован для оценки угло-вой координаты цели. При $\Delta x \rightarrow \infty$ ($\Delta f \rightarrow \infty$) и $|\Delta u| = |u_t - u_a| \neq 0$ предел матриц $X_{tt}, X_{ta}, X_{at}, X_{aa}$ равен единичной матрице I_M с разме-рами $M \times M$. Следовательно, матрица R_S стано-вится диагональной:

$$\lim_{\Delta x \rightarrow \infty} R_S = \\ = M^{-1} \left(|\dot{\rho}_t|^2 I_M + \dot{\rho}_t \dot{\rho}_a^* I_M + \dot{\rho}_a \dot{\rho}_t^* I_M + |\dot{\rho}_a|^2 I_M \right) = \\ = M^{-1} |\dot{\rho}_t + \dot{\rho}_a|^2 I_M,$$

и $\text{rank } C = M$. Поэтому следует ожидать, что метод MUSIC даст нужный результат.

Для подтверждения изложенного были вы-полнены расчеты спектра матрицы R_S при наблюдении НЛЦ и следующих условиях: ко-личество элементов в АР $M = 64$; несущая ча-стота $f_0 = 5.6$ ГГц; высота антенны РЛС

$h = 10$ м; высота цели $H = 100$ м; горизонтальное расстояние между РЛС и целью $D = 5$ км; коэффициент отражения электромагнитной волны от поверхности $\rho = -1$ (поверхность плоская и абсолютно проводящая).

При выбранных условиях пространственные частоты цели и антипода, соответственно, равны:

$$\begin{cases} u_t = k_w d \sin \theta_t = \pi(H - h) / \sqrt{D^2 + (H - h)^2} = \\ = 5.654 \cdot 10^{-2} \text{ рад;} \\ u_a = k_w d \sin \theta_a = -\pi(H + h) / \sqrt{D^2 + (H + h)^2} = \\ = -6.909 \cdot 10^{-2} \text{ рад.} \end{cases}$$

Заметим, что в этом случае $\Delta u = |u_t - u_a| = 0.126$ рад и, следовательно, $\Delta u < \Delta u_{\text{ант}} = \frac{4\pi}{M} = 0.196$ рад, где $\Delta u_{\text{ант}}$ – ширина луча АР.

Следовательно, цель и антипод не разрешаются по угловой координате.

На рис. 2, а, б, в представлены зависимости первых трех собственных чисел $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ ковариационной матрицы R_S от ширины полосы перестройки несущей частоты Δf . На рис. 2, в приведен график отношения λ_2/λ_1 от Δf . Из графиков следует, что с увеличением ширины полосы частот Δf первое (максимальное) собственное число незначительно уменьшается с ростом Δf , в то время как наблюдается быстрый рост собственных чисел λ_2 и λ_3 . Однако в пределах заданного изменения Δf сохраняется неравенство $\lambda_3 \ll \lambda_2$. Отношение первых двух собственных чисел также растет с увеличением Δf и достигает значения 0.44 при $\Delta f = 500$ МГц. Поэтому в спектре ковариационной матрицы R_S выделяется группа первых двух собственных чисел.

На рис. 3 представлен график изменения ранга матрицы R_S от ширины полосы частот Δf . Как следует из рисунка, ранг ковариационной матрицы достаточно быстро растет с увеличением Δf . Таким образом, полученные результаты полностью подтверждают сделанный вывод о возможности применения метода MUSIC

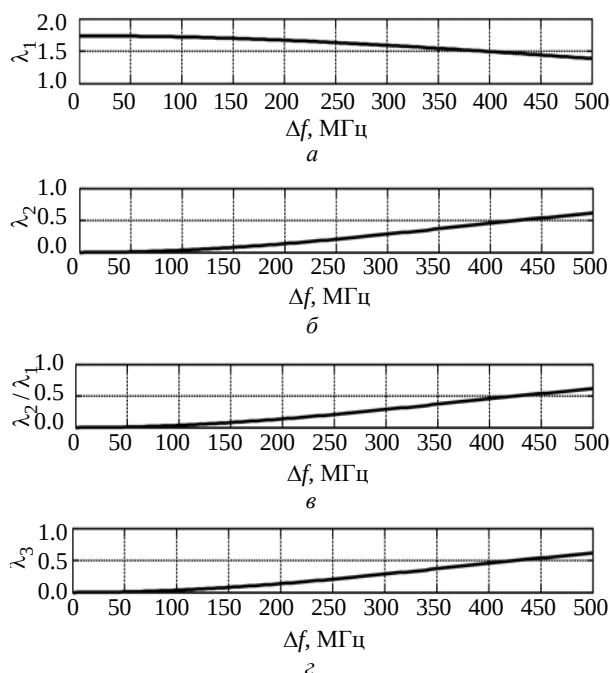


Рис. 2. Зависимости первого λ_1 , второго λ_2 , третьего λ_3 собственных чисел ковариационной матрицы R_S , а также отношения λ_2/λ_1 от полосы частот Δf

Fig. 2. Plots of the first λ_1 , second λ_2 , third λ_3 eigen values of the covariance matrix R_S , and the ratio λ_2/λ_1 via the frequency bandwidth Δf

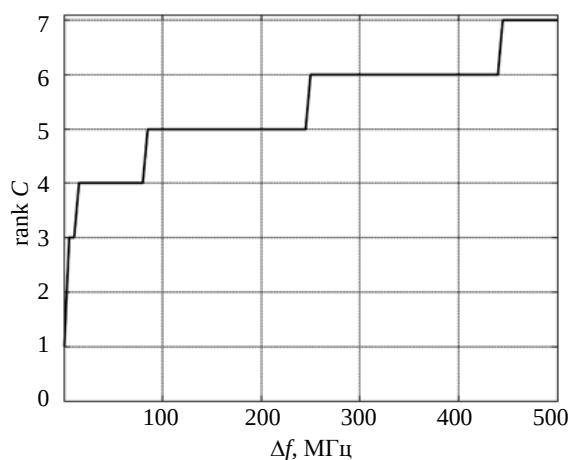


Рис. 3. Зависимость ранга ковариационной матрицы R_S от ширины полосы частот Δf

Fig. 3. Rank of the covariance matrix R_S via the frequency bandwidth Δf

для оценки угловой координаты НЛЦ при реализации случайного от периода к периоду изменения несущей частоты. Окончательное решение о возможности применения MUSIC дает математическое моделирование самого процесса оценки угловой координаты цели.

Средняя энтропия углового шума и выбор диапазона перестройки несущей частоты.

Полученные зависимости собственных чисел КМ от ширины полосы перестройки частоты Δf , в которой происходят скачки несущей зондирующего сигнала, только подтверждают возможность оценки угловой координаты НЛЦ с использованием метода MUSIC, но не позволяют точно определить ее значение. Для выбора значения Δf используем энтропийный критерий. Обоснование этого выбора заключается в следующем. Метод спектрального анализа MUSIC позволяет разрешить источники сигнала по угловой координате при условии, что комплексный вектор Умова–Пойтинга $\mathbf{P}$ (поток электромагнитной энергии) и волновой фронт суммарного поля источников за время наблюдения заметно меняют свои направления относительно нормали к раскрытию АР. В этом несложно убедиться, если учесть, что при небольших размерах апертуры АР и сильной корреляции сигналов источников вектор $\mathbf{P}$ практически не изменяется, а волновой фронт суммарного поля в пределах апертуры антенны является плоским и не меняет своего наклона за время наблюдения. Для радиолокатора принимаемый сигнал является сигналом, приходящим от одиночного, виртуального точечного источника. Именно это и наблюдается при пеленгации НЛЦ. Случайные независимые изменения несущей частоты от периода к периоду нарушают эту картину. Создаются условия для разрешения источников.

Будем считать, что идеальной моделью сигнала для разрешения двух источников методом MUSIC является модель, рассмотренная во введении: сигналы источников независимо флюктуируют. В этом случае в точке приема наблюдается угловой шум (УШ), который носит комплексный характер [10, 11]:

$$\dot{G}(t) = \frac{\theta_1 \dot{e}_1(t) + \theta_2 \dot{e}_2(t)}{\dot{e}_1(t) + \dot{e}_2(t)} = \eta(t) + i\zeta(t), \quad (3)$$

где $\dot{e}_1(t)$ и $\dot{e}_2(t)$ – комплексные амплитуды сигналов точек;

$$\eta(t) = \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} + \frac{\theta_1 - \theta_2}{2} \frac{1 - g^2(t)}{1 + 2g(t)\cos\psi(t) + g^2(t)},$$

$$\zeta(t) = \frac{\theta_1 - \theta_2}{2} \frac{2g(t)\sin\psi(t)}{1 + 2g(t)\cos\psi(t) + g^2(t)} -$$

действительная и мнимая части УШ, которые характеризуют направление активного и реактивного потоков мощности. Параметр $g(t) = \rho_2(t)/\rho_1(t)$ – отношение амплитуд; $\psi(t) = \psi_2(t) - \psi_1(t)$ – разность фаз сигналов источников. ПРВ комплексной случайной величины $\dot{G}$ (совместная ПРВ действительной $\eta = \text{Re}[\dot{G}]$ и мнимой $\zeta = \text{Im}[\dot{G}]$ компонент) равна [11]

$$f_{\dot{G}}(\dot{G}) = f_{\eta\zeta}(y, z) = \frac{\beta_T^2}{\pi(\beta_T^2 + |\dot{G} - \theta_T|^2)^2}; \quad (4)$$

$$\dot{G} = y + iz, \quad |G| < \infty,$$

где $\theta_T = (p_1\theta_1 + p_2\theta_2)/(p_1 + p_2)$ и $\beta_T = \left[\frac{p_1(\theta_1 - \theta_T)^2 + p_2(\theta_2 - \theta_T)^2}{p_1 + p_2} \right]^{1/2}$ – угловая координата энергетического центра и эффективная угловая протяженность двухточечной цели. На основании (4) можно вычислить ПРВ составляющих УШ η и ζ :

$$f_{\eta}(y) = \frac{\beta_T^2}{2[\beta_T^2 + (y - \theta_T)^2]^{3/2}}; \quad (5)$$

$$f_{\zeta}(z) = \frac{\beta_T^2}{2[\beta_T^2 + z^2]^{3/2}}.$$

Уравнения (4) и (5) позволяют вычислить энтропии [30]:

$$\begin{aligned} H_{\dot{G}} &= -\iint f_{\eta\zeta}(y, z) \ln[\delta y \delta z f_{\eta\zeta}(y, z)] dy dz = \\ &= \ln\left(\frac{\beta_T^2}{\delta y \delta z}\right) + \ln \pi + 2; \\ H_{\eta} &= -\int f_{\eta}(y) \ln[\delta y f_{\eta}(y)] dy = \\ &= \ln\left(\frac{\beta_T}{\delta y}\right) + 3 - 2 \ln 2; \\ H_{\zeta} &= -\int f_{\zeta}(z) \ln[\delta z f_{\zeta}(z)] dz = \\ &= \ln\left(\frac{\beta_T}{\delta z}\right) + 3 - 2 \ln 2, \end{aligned} \quad (6)$$

где δy и δz – интервалы квантования по соответствующим составляющим углового шума.

Очевидно, что энтропия УШ и его составляющих зависит от логарифма отношения эффективной угловой протяженности наблюдаемой цели β_T к величинам интервалов квантования $\delta\eta$ и δz , что полностью соответствует физическим представлениям об УШ.

Найдем статистические характеристики УШ НЛЦ при случайных скачках несущей частоты. Для этого воспользуемся уравнением (3):

$$\dot{G}(t) = \frac{\theta_t \exp[ik_w R_t(1+\xi(t))] + \theta_a \dot{\rho} \exp[ik_w R_a(1+\xi(t))]}{\exp[ik_w R_t(1+\xi(t))] + \dot{\rho} \exp[ik_w R_a(1+\xi(t))]} \quad (7)$$

При $\dot{\rho} = -1$ уравнение (7) упрощается, и в итоге для действительной и мнимой частей углового шума получим:

$$\begin{cases} \eta = \theta_T = \frac{\theta_t + \theta_a}{2}; \\ \zeta = \beta_T \operatorname{ctg} \left[\frac{k_w \Delta R}{2} (1 + \xi) \right], \beta_T = \frac{\theta_t - \theta_a}{2}. \end{cases}$$

Поскольку в этом случае η – детерминированная величина, энтропия УШ равна энтропии мнимой части ζ , ПРВ которой, как показано в прил. 2, равна

$$f_{\zeta}(z) = \frac{1}{|\varphi_2 - \varphi_1|} \frac{\beta_T}{\beta_T^2 + z^2},$$

$$\left\{ \begin{array}{l} z \in [\beta_T z_2, \beta_T z_1], 0 < \varphi_1 < \varphi_2 \leq \pi \\ z \in (-\infty, \beta_T z_1] \cup [\beta_T z_2, \infty), 0 < \varphi_1 < \pi \leq \varphi_2 \end{array} \right\},$$

где $\varphi_{1,2} = \varphi_0(1 \mp \Delta x/2)$; $\varphi_0 = k_w \Delta R/2$; $\Delta R = R_a - R_t \approx 2Hh/D$; квадратные скобки $[\]$ в выражении для фаз $\varphi_{1,2}$ означают приведение φ_1 к интервалу $[0, \pi]$, а φ_2 к интервалу $[0, 2\pi]$, причем приведение осуществляется путем уменьшения φ_1 и φ_2 на одинаковое количество интервалов длины π . Тогда энтропия ζ при случайной перестройке частоты от импульса к импульсу в случае наблюдения НЛЦ

$$H_{\zeta \text{ НЛЦ}} = - \int f_{\zeta}(z) \ln [\delta z f_{\zeta}(z)] dz =$$

$$= \ln \left(\frac{\beta_T}{\delta z} \right) + \ln (|\varphi_2 - \varphi_1|) + \frac{2}{|\varphi_2 - \varphi_1|} \times$$

$$\times \begin{cases} - \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \ln (\sin \varphi) d\varphi, 0 < \varphi_1 < \varphi_2 \leq \pi, \\ \pi \ln (2) + \int_{\varphi_2 - \pi}^{\varphi_1} \ln (\sin \varphi) d\varphi, 0 < \varphi_1 < \pi \leq \varphi_2. \end{cases}$$

Поскольку фазовые сдвиги $\varphi_{1,2}$ зависят от нормированной полосы перестройки частоты $\Delta x = \Delta f / f_0$, то и энтропия $H_{\zeta \text{ НЛЦ}}$ мнимой компоненты ζ будет зависеть от этого параметра, а также от $\ln(\beta_T / \delta z)$. В силу того, что действительная компонента η неслучайна, параметр Δx следует выбирать так, чтобы энтропия $H_{\zeta \text{ НЛЦ}}$ была как можно большей и близка к H_{ζ} [см. (6)]. На рис. 4 приведена зависимость $H_{\zeta \text{ НЛЦ}}$ от Δx , построенная при тех же сценарных параметрах, что и графики на рис. 2 и 3. Здесь же пунктирной линией отмечена энтропия УШ H_{ζ} . Одинаковые слагаемые для $H_{\zeta \text{ НЛЦ}}$ и H_{ζ} , равные $\ln(\beta_T / \delta z)$, при расчетах не учитывались. Как следует из рис. 4, энтропия $H_{\zeta \text{ НЛЦ}}$ увеличивается с ростом относительной полосы Δx и при $\Delta x \approx 0.119$ достигает максимума. При дальнейшем увеличении Δx наблюдается уменьшение $H_{\zeta \text{ НЛЦ}}$, и при

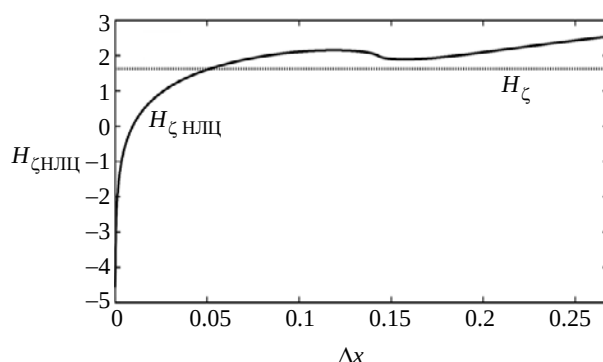


Рис. 4. Зависимость энтропии мнимой компоненты углового шума $H_{\zeta \text{ НЛЦ}}$ от относительной полосы перестройки частоты $\Delta x = \Delta f / f_0$

Fig. 4. Entropy of the imaginary part of the angular glint $H_{\zeta \text{ НЛЦ}}$ via the normalized frequency bandwidth $\Delta x = \Delta f / f_0$

$\Delta x \geq 0.143$ $H_{\zeta \text{ НЛЦ}}$ начинает опять медленно расти. Отметим, что точка перегиба $\Delta x \approx 0.143$ энтропии $H_{\zeta \text{ НЛЦ}}(\Delta x)$ соответствует равенству $\varphi_2 =]\varphi_0(1 + \Delta x/2)[= \pi$. Поэтому целесообразно выбирать относительную полосу Δx в окрестности точки $\Delta x \approx 0.119$. В этой точке энтропия достигает локального максимума, а величина Δx еще не настолько велика, чтобы сделать проблемной реализацию скачкообразной перестройки несущей частоты.

Результаты математического моделирования. Математическое моделирование было выполнено для получения зависимостей точности оценки угловой координаты цели от высоты цели H , количества элементов АР M , полосы частот Δf , отношения сигнал/шум $q^2 = p_t/p_n$ (p_n – средняя мощность шума) и при следующих параметрах, которые полагались постоянными: несущая частота $f_0 = 5.6$ ГГц, высота антенны РЛС $h = 10$ м, горизонтальное расстояние между РЛС и целью $D = 5$ км, коэффициент отражения электромагнитной волны от поверхности $\rho = -1$ (поверхность плоская и абсолютно проводящая).

На рис. 5–8 представлены зависимости квадратного корня из среднеквадратической ошибки (Root Mean Square Error – RMSE) оценки пространственной частоты НЛЦ $\hat{u}_t$, нормированной к ширине диаграммы направленности (ДН) по первым нулям сфокусированной АР $\Delta u_a = 4\pi/M$. Точечной горизонтальной линией отмечен допустимый уровень относительной ошибки, который был принят равным $0.1\Delta u_a$. Сплошные линии на рисунках соответствуют результатам, полученным при применении стандартного метода MUSIC [26], штриховые – метода Root MUSIC [27].

На рис. 5 приведены зависимости нормированной ошибки от ОСШ q^2 при разных значениях M . Как следует из рисунка, метод MUSIC удовлетворительно работает только при большом количестве элементов АР $M \geq 100$ и большом ОСШ $q^2 \geq 14$ дБ. Результаты, показанные методом Root MUSIC, лучше: качество оценки у метода примерно такое же, но при

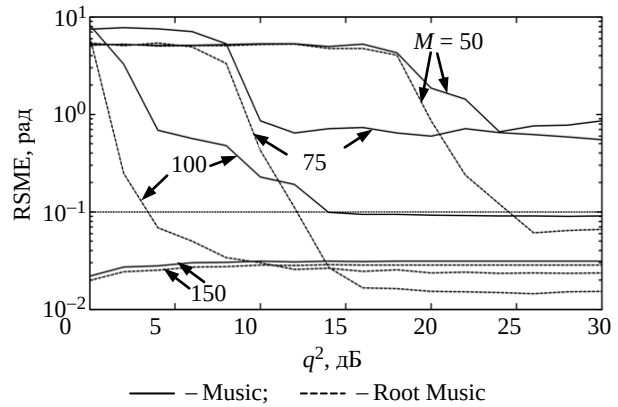


Рис. 5. Зависимость корня квадратного из среднеквадратической ошибки оценки пространственной частоты сигнала цели u_t , нормированной к ширине ДН сфазированной АР $\Delta u_a = 4\pi/M$, от ОСШ q^2 , при различных значениях количества элементов АР M

Fig. 5. Plots of the root mean square error (RMSE) of the estimate of the spatial frequency of the target signal u_t , normalized to the beamwidth of the focused antenna array $\Delta u_a = 4\pi/M$, via the signal-to-noise ratio (SNR) q^2 , for different values of the number of antenna array elements M

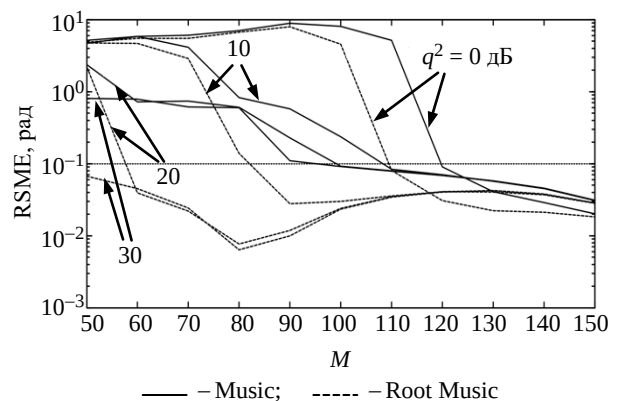


Рис. 6. Зависимость корня квадратного из среднеквадратической ошибки оценки пространственной частоты сигнала цели u_t , нормированной к ширине ДН сфокусированной АР $\Delta u_a = 4\pi/M$, от количества элементов АР M , при различных значениях ОСШ q^2

Fig. 6. Plots of the RMSE of the estimate of the spatial frequency of the target signal u_t , normalized to the beamwidth of the focused antenna array $\Delta u_a = 4\pi/M$, via the number of antenna array elements M , for different values of the signal-to-noise ratio (SNR) q^2

$M = 75$ и $q^2 \geq 12.5$ дБ. При $M = 100$ метод Root MUSIC показывает удовлетворительные результаты уже при $q^2 \geq 4$ дБ.

На рис. 6 приведены зависимости нормированной ошибки от количества элементов АР при

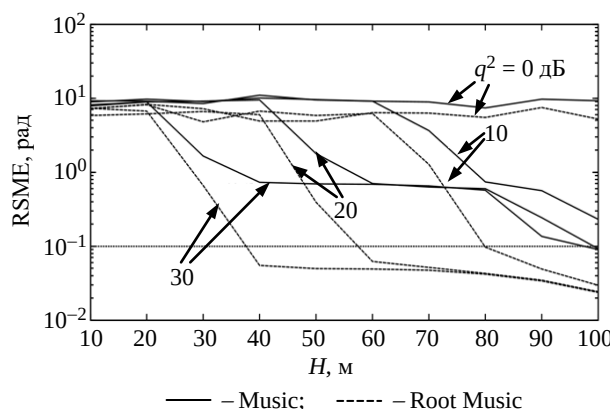


Рис. 7. Зависимость корня квадратного из среднеквадратической ошибки оценки пространственной частоты сигнала цели u_r , нормированной к ширине ДН сфокусированной АР $\Delta u_a = 4\pi/M$, от высоты цели H , при разных значениях ОСШ q^2

Fig. 7. Plots of the RMSE of the estimate of the spatial frequency of the target signal u_r , normalized to the beamwidth of the focused antenna array $\Delta u_a = 4\pi/M$, via the target height H , for different values of the signal-to-noise ratio (SNR) q^2

различных ОСШ q^2 . Полученные зависимости подтверждают лучшее качество алгоритма Root MUSIC. Так, при $q^2 = 20$ дБ для получения допустимого значения ошибки необходимо, чтобы АР состояла из $M = 58$ элементов при использовании Root MUSIC против $M = 100$ элементов для MUSIC. В целом для получения приемлемого результата при оценке угловой координаты НЛЦ необходимо иметь АР с большим количеством элементов. Так, в условиях сделанных экспериментов необходимое количество элементов должно быть более 100.

На рис. 7 представлены зависимости нормированной ошибки от высоты цели H при различных ОСШ q^2 . Метод Root MUSIC и в этом случае показывает лучшие результаты. Анализ приведенных зависимостей свидетельствует о необходимости иметь достаточно большое ОСШ q^2 для качественной оценки. Так, при высоте НЛЦ $H = 40$ м (высота антенны РЛС $h = 10$ м) допустимое качество оценивания получается при $q^2 \geq 20$ дБ.

На рис. 8 приведены зависимости нормированной ошибки от ширины полосы частот

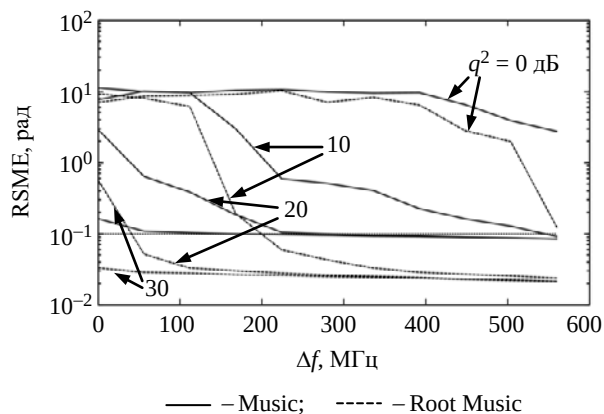


Рис. 8. Зависимость корня квадратного из среднеквадратической ошибки оценки пространственной частоты сигнала цели u_r , нормированной к ширине ДН сфокусированной АР $\Delta u_a = 4\pi/M$, от ширины полосы частот Δf , при разных значениях ОСШ q^2

Fig. 8. Plots of the RMSE of the estimate of the spatial frequency of the target signal u_r , normalized to the beamwidth of the focused antenna array $\Delta u_a = 4\pi/M$, via the frequency bandwidth Δf , for different values of the signal-to-noise ratio (SNR) q^2

Δf , при разных значениях ОСШ q^2 . Полученные результаты свидетельствуют о необходимости иметь ОСШ $q^2 \geq 10$ дБ для качественной оценки. При больших ОСШ q^2 и ширине полосы частот Δf , большей некоторого порогового уровня, ошибка оценки стабилизируется. Например, при $q^2 = 10$ дБ пороговое значение $\Delta f = 200$ МГц для метода Root MUSIC, при $q^2 = 20$ дБ пороговое значение уменьшается до $\Delta f = 40$ МГц. Стандартный метод MUSIC начинает удовлетворительно работать при $q^2 \geq 20$ дБ.

Заключение. В статье рассмотрена задача использования методов спектрального анализа MUSIC и Root MUSIC для оценки угловой координаты (высоты) низколетящей над плоской, абсолютно проводящей поверхностью цели в радиосистеме с антенной решеткой. Серьезным ограничением прямому применению указанных методов при решении поставленной задачи является сильная корреляция прямого сигнала и сигнала антипода. Эффективным средством разрушения корреляции является пере-

стройка несущей частоты зондирующего сигнала в каждом периоде повторения. На основе энтропийного критерия была решена задача выбора ширины полосы перестройки при условии, что в каждом периоде несущая частота является случайной равномерно распределенной величиной. Показано, что оптимальная ширина полосы частот составляет примерно 0.12 от среднего значения несущей частоты. Методом математического моделирования определены зависимости среднеквадратической ошибки оценки пространственной частоты сигнала цели от отношения сигнал/шум, высоты цели, количества элементов антенной решетки, ширины полосы перестройки несущей частоты для методов MUSIC и Root MUSIC. Результаты моделирования свидетельствуют о большей точности оценки метода Root MUSIC по сравнению с методом MUSIC. Так, при отношении сигнал/шум 20 дБ для получения допустимого значения ошибки (0.1 от разности пространственных частот сигналов цели и антипода) необходимо, чтобы АР состояла из $M = 58$ элементов при использовании метода Root MUSIC против $M = 100$ элементов для метода MUSIC.

В дальнейшем исследование будет продолжено в направлении изучения влияния диффузной компоненты, возникающей в сигнале антипода при рассеянии сигнала цели на шероховатой поверхности, на качество оценки. В этом случае сигнал антипода представляет собой случайный процесс с пространственным спектром, ширина которого определяется параметрами шероховатости поверхности. Прямой сигнал цели и сигнал антипода будут частично декоррелированы даже при отсутствии перестройки частоты зондирующего сигнала, и эта перестройка послужит дальнейшему уменьшению их корреляции. Это должно положительно сказаться на точности оценки угловой координаты цели. В то же время MUSIC-спектр сигнала антипода станет широким, поскольку будет соответствовать некоторому множеству собственных векторов корреляционной матрицы принятого сигнала. Это приведет к ухудшению разрешающей способности системы, а может, и точности оценки. Таким образом, задача наблюдения НЛЦ становится еще более сложной. Представленную работу следует рас-

сматривать как начало исследований по фундаментальной проблеме радиолокации протяженных целей, результаты которой носят не только чисто теоретический характер, но могут быть использованы при радиолокационном наблюдении цели, летящей на малой высоте над гладкой водной или земной поверхностью.

Приложение 1. Вычисление собственных чисел корреляционной матрицы. Сигнал в элементах АР, образованный сложением сигналов двух точечных источников, может быть записан в матричном виде:

$$S = e_1 \mathbf{v}_1 + e_2 \mathbf{v}_2,$$

где e_j и $\mathbf{v}_j$, $j = 1, 2$ – комплексная амплитуда и единичный вектор фазового фронта сигнала j -го источника. Корреляционная матрица векторного сигнала S , с учетом того что комплексные амплитуды e_1 и e_2 имеют совместное нормальное распределение, равна

$$R_S = V C V^H = (\mathbf{v}_1 | \mathbf{v}_2) \begin{pmatrix} p_1 & r^* \sqrt{p_1 p_2} \\ r \sqrt{p_1 p_2} & p_2 \end{pmatrix} (\mathbf{v}_1 | \mathbf{v}_2)^H,$$

где p_j , $j = 1, 2$ – мощности сигналов источников; r – коэффициент корреляции. Матрица C может быть представлена в виде $C = U Q U^H$, где $U = (\mathbf{u}_1 | \mathbf{u}_2)$ – матрица, составленная из собственных векторов $\mathbf{u}_1$ и $\mathbf{u}_2$; $Q = \text{diag}(q_1, q_2)$ – диагональная матрица собственных чисел матрицы C . Несложно показать, что

$$q_{1,2} = \frac{p_1 + p_2}{2} \mp \sqrt{\frac{(p_1 - p_2)^2}{4} + |r|^2 p_1 p_2};$$

$$\mathbf{u}_1 = -c_1 \begin{pmatrix} 1/\gamma \\ 1/(\sqrt{1+|\gamma|^2} + 1) \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{u}_2 = c_2 \begin{pmatrix} -1/\gamma \\ 1/(\sqrt{1+|\gamma|^2} - 1) \end{pmatrix},$$

где $\gamma = 2r\sqrt{p_1 p_2}/(p_1 - p_2)$; c_1 и c_2 – постоянные, выбираемые из условия $\|\mathbf{u}_1\| = \|\mathbf{u}_2\| = 1$:

$$c_1 = \frac{|\gamma|}{\sqrt{2}} \left(1 + \frac{1}{\sqrt{|\gamma|^2 + 1}} \right)^{1/2};$$

$$c_2 = \frac{|\gamma|}{\sqrt{2}} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{|\gamma|^2 + 1}} \right)^{1/2}.$$

Теперь матрица R_S может быть записана в виде

$$R_S = (VU)Q(VU)^H = WQW^H =$$

$$= (\mathbf{w}_1 | \mathbf{w}_2) \text{diag}(q_1, q_2) (\mathbf{w}_1 | \mathbf{w}_2)^H, \quad (\text{П.1})$$

т. е. соответствовать приему сигналов от двух статистически независимых источников, средние мощности которых равны $q_j, j=1, 2$, и векторы фазовых фронтов $\mathbf{w}_j = V\mathbf{u}_j, j=1, 2$.

Пусть единичный вектор $\mathbf{u}$ одновременно ортогонален векторам $\mathbf{w}_1$ и $\mathbf{w}_2$, т. е. $\mathbf{w}_1^H \mathbf{u} = \mathbf{w}_2^H \mathbf{u} = 0$. Тогда $R_S \mathbf{u} = 0$, и на основании (1) $R\mathbf{u} = (R_S + I)\mathbf{u} = \mathbf{u}$, следовательно, все векторы, обладающие этим свойством, а их количество равно $(M-2)$, являются собственными, и им соответствуют равные собственные числа $\lambda_m = 1, m=3, \dots, M$. Найдем первые два собственных числа λ_1 и λ_2 .

В соответствии с (П.1) след и определитель матрицы R равны:

$$\begin{cases} \text{tr}[R] = \lambda_1 + \lambda_2 + (M-2) = \\ = q_1 \mathbf{w}_1^H \mathbf{w}_1 + q_2 \mathbf{w}_2^H \mathbf{w}_2 + M; \\ |R| = \lambda_1 \lambda_2 = |I + q_1 \mathbf{w}_1 \mathbf{w}_1^H + q_2 \mathbf{w}_2 \mathbf{w}_2^H| = \\ = |I + q_1 \mathbf{w}_1 \mathbf{w}_1^H| |I + q_2 (I + q_1 \mathbf{w}_1 \mathbf{w}_1^H)^{-1} \mathbf{w}_2 \mathbf{w}_2^H|. \end{cases}$$

Воспользуемся двумя известными из теории матриц равенствами:

$$\begin{cases} (A + q\mathbf{u}\mathbf{u}^H)^{-1} = \\ = A^{-1} - \frac{q}{1 + q\mathbf{u}^H A^{-1} \mathbf{u}} A^{-1} \mathbf{u}\mathbf{u}^H A^{-1}; \\ |A + q\mathbf{u}\mathbf{u}^H| = |A| (1 + q\mathbf{u}^H A^{-1} \mathbf{u}), \end{cases} \quad (\text{П.2})$$

где A – эрмитова матрица; $\mathbf{u}$ – вектор; $q \geq 0$ –

действительное неотрицательное число. Тогда

$$|R| = \lambda_1 \lambda_2 = (1 + q_1 \mathbf{w}_1^H \mathbf{w}_1) \times$$

$$\times \left[1 + q_2 \mathbf{w}_2^H (I + q_1 \mathbf{w}_1 \mathbf{w}_1^H)^{-1} \mathbf{w}_2 \right].$$

Однако в соответствии с (П.2)

$$(I + q_1 \mathbf{w}_1 \mathbf{w}_1^H)^{-1} = I - \frac{q_1 \mathbf{w}_1 \mathbf{w}_1^H}{1 + q_1 \mathbf{w}_1^H \mathbf{w}_1}.$$

Поэтому

$$|R| = \lambda_1 \lambda_2 = (1 + q_1 \mathbf{w}_1^H \mathbf{w}_1) \times$$

$$\times \left(1 + q_2 \mathbf{w}_2^H \mathbf{w}_2 - \frac{q_2 q_1 \mathbf{w}_2^H \mathbf{w}_1 \mathbf{w}_1^H \mathbf{w}_2}{1 + q_1 \mathbf{w}_1^H \mathbf{w}_1} \right).$$

Пусть $a_{11} = \mathbf{w}_1^H \mathbf{w}_1$; $a_{22} = \mathbf{w}_2^H \mathbf{w}_2$ и $a_{12} = \mathbf{w}_1^H \mathbf{w}_2$, получим

$$\begin{cases} \lambda_1 + \lambda_2 = a_{11} q_1 + a_{22} q_2 + 2; \\ \lambda_1 \lambda_2 = (1 + a_{11} q_1)(1 + a_{22} q_2) - |a_{12}|^2 q_1 q_2 = \\ = 1 + a_{11} q_1 + a_{22} q_2 + (a_{11} a_{22} - |a_{12}|^2) q_1 q_2. \end{cases}$$

Тогда на основании теоремы Виета

$$\lambda_{1,2} = \left(\frac{q_1 a_{11} + q_2 a_{22}}{2} + 1 \right) \pm$$

$$\pm \sqrt{\frac{(a_{11} q_1 - a_{22} q_2)^2}{4} + |a_{12}|^2 q_1 q_2}.$$

Приложение 2. ПРВ случайной величины
 $\zeta = \text{ctg } \phi$. Найдем ПРВ случайной величины $\zeta = \text{ctg } \phi$ при условии, что ПРВ случайной величины ϕ – равномерна на отрезке $\phi \in [\phi_1, \phi_2]$:

$$f_\phi(\phi) = \frac{1}{\phi_2 - \phi_1}, 0 \leq \phi_1 \leq \phi < \phi_2 \leq 2\pi.$$

В силу периодичности функции $\text{ctg } \phi$ приведем ϕ_1 к отрезку $[0, \pi]$. При этом будем считать, что в силу малости разности $(\phi_2 - \phi_1)$ возможны два варианта расположения точек: $0 < \phi_1 < \phi_2 \leq \pi$ и $0 < \phi_1 < \pi < \phi_2 < 2\pi$ (см. рис. 9).

Вариант 1. Найдем вероятность

$$\Pr[\zeta < z] = \Pr[\text{ctg } \phi < z] =$$

$$= \begin{cases} 0 & , -\infty < z < z_2; \\ \int_{\text{arccctg } z}^{\varphi_2} \frac{d\varphi}{\varphi_2 - \varphi_1} = \frac{\varphi_2 - \text{arccctg } z}{\varphi_2 - \varphi_1} & , z_2 \leq z < z_1; \\ 1 & , z_1 \leq z < \infty, \end{cases}$$

где $z_1 = \text{ctg } \varphi_1$, $z_2 = \text{ctg } \varphi_2$. Следовательно,

$$f_{\zeta}(z) = \frac{d}{dz} \Pr[\zeta < z] = \begin{cases} 0 & , -\infty < z < z_2; \\ \frac{1}{|\varphi_2 - \varphi_1|(1+z^2)} & , z_2 \leq z < z_1; \\ 0 & , z_1 \leq z < \infty. \end{cases}$$

Вариант 2. Найдем вероятность

$$\Pr[\zeta < z] = \Pr[\text{ctg } \phi < z] =$$

$$= \begin{cases} \int_{\text{arccctg } z}^{\pi} \frac{d\varphi}{\varphi_2 - \varphi_1} = \frac{\pi - \text{arccctg } z}{\varphi_2 - \varphi_1} & , -\infty < z < z_1; \\ \int_{\varphi_1}^{\pi} \frac{d\varphi}{\varphi_2 - \varphi_1} = \frac{\pi - \varphi_1}{\varphi_2 - \varphi_1} & , z_1 \leq z < z_2; \\ \int_{\text{arccctg } z}^{\varphi_2 - \pi} \frac{d\varphi}{\varphi_2 - \varphi_1} = \frac{\varphi_2 - \pi - \text{arccctg } z}{\varphi_2 - \varphi_1} & , z_2 \leq z < \infty, \end{cases}$$

где $z_1 = \text{ctg } \varphi_1$, $z_2 = \text{ctg } \varphi_2$. Следовательно,

$$f_{\zeta}(z) = \frac{d}{dz} \Pr[\zeta < z] = \begin{cases} \frac{1}{|\varphi_2 - \varphi_1|(1+z^2)} & , -\infty < z < z_1; \\ 0 & , z_1 \leq z < z_2; \\ \frac{1}{|\varphi_2 - \varphi_1|(1+z^2)} & , z_2 \leq z < \infty. \end{cases}$$

Список литературы

1. Barton D. Low-angle radar tracking // Proc. of the IEEE. 1974. Vol. 62, № 6. P. 687–704. doi: 10.1109/PROC.1974.9509
2. White W. D. Low-angle radar tracking in the presence of multipath // IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems. 1974. Vol. AES-10, № 6. P. 835–853. doi: 10.1109/taes.1974.307892
3. Островитянов Р. В., Басалов Ф. А. Статистическая теория радиолокации протяженных целей. М.: Радио и связь, 1982. 232 с.
4. Монаков А. А., Храменко Г. Н. Модель радиолокационных сигналов в случае двухмерной шероховатой поверхности // Радиотехника. 1997. № 12. С. 44–48.
5. Monakov A. A., Khranchenko G. N. Low Altitude Target Model for Radar Simulation // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2002. Vol. 38, № 2. P. 668–675. doi: 10.1109/TAES.2002.1008995
6. Ballance W., Jaffer A. Direction finding in the presence of fully correlated specular multipath // Proc. of the 1988 Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Proc., New York, 11–14 Apr. 1988. IEEE, 1988. P. 2849–2852.
7. Lo T., Litva J. Use of a highly deterministic multipath signal model in low-angle tracking // IEE Proc. F, Radar and Signal Processing. 1991. Vol. 138, № 2. P. 163–171.
8. Djeddou M., Belouchrani A., Aouada S. Maximum likelihood angle-frequency estimation in partially known correlated noise for low-elevation targets // IEEE Trans. on Signal Processing. 2005. Vol. 53, № 8. P. 3057–3064. doi: 10.1109/TSP.2005.851194
9. Nickel U. Angular superresolution with phased array radar: a review of algorithms and operational constraints // IEE Proc. F, Communications, Radar and Signal Proc. 1987. Vol. 13, № 1. P. 53–59. doi: 10.1049/ip-f-1.1987.0010
10. Sherman S. M. Complex indicated angles applied to unresolved radar targets and multipath // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1971. Vol. AES-7, № 1. P. 160–170. doi: 10.1109/TAES.1971.310264
11. Monakov A. Physical and Statistical Properties of the Complex Monopulse Ratio // IEEE Trans. on Aerosp. Electron. Syst. 2013. Vol. 49, № 2. P. 960–968. doi: 10.1109/taes.2013.6494392
12. Монаков А. А., Поваренкин Н. В. Оценка угла места низколетящей цели: математическая модель сигнала, рассеянного шероховатой поверхностью при скользящих углах распространения // Успехи современной радиоэлектроники. 2019. № 11. С. 12–19. doi: 10.18127/j20700784-201911-03
13. Монаков А. А., Поваренкин Н. В. Оценка угла места низколетящей цели: синтез алгоритма оценки // Успехи современной радиоэлектроники. 2019. № 11. С. 20–28. doi: 10.18127/j20700784-201911-04
14. Sebt M. A., Sheikhi A., Nayebi M. M. Robust low-angle estimation by an array radar // IET Radar, Sonar and Navigation. 2010. Vol. 4, № 6. P. 780–790. doi: 10.1049/iet-rsn.2009.0067
15. Takahashi R., Hirata K., Maniwa H. Altitude estimation of low elevation target over the sea for surface based phased array radar // IEEE Radar Conf., Arlington, USA, 10–14 May 2010. IEEE, 2010. P. 123–128. doi: 10.1109/radar.2010.5494639

16. Enhanced target height finding for phased array 3D radars using digital beamforming technique / T. Shu, M. Zhang, B. Tang, X. Liu, W. Yu // IET Intern. Conf. on Radar Systems (Radar 2012), Glasgow, UK, 22–25 Oct. 2012. IET, 2012. P. 81.
doi: 10.1049/cp.2012.1657
17. Chen B., Zhao G., Zhang S. Altitude Measurement Based on Beam Split and Frequency Diversity in VHF Radar // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 2010. Vol. 46, № 1. P. 3–13.
doi: 10.1109/taes.2010.5417144
18. Zhao G., Shi G. Altitude Measurement of Low Elevation Target Based on Iterative Subspace Projection // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 2011. Vol. 47, № 2. P. 1256–1264.
doi: 10.1109/taes.2011.5751256
19. Altitude measurement of low elevation target in complex terrain based on orthogonal matching pursuit / C. Li, B. Chen, Y. Zheng, M. Yang // IET Radar, Sonar and Navigation. 2017. Vol. 11, № 5. P. 745–751.
doi: 10.1049/iet-rsn.2016.0468
20. Zhu Y., Zhao Y., Shui P. Low-angle target tracking using frequency-agile refined maximum likelihood algorithm // IET Radar, Sonar and Navigation. 2017. Vol. 11, № 3. P. 491–497.
doi: 10.1049/iet-rsn.2016.0301
21. Altitude measurement of low-elevation target for VHF radar based on weighted sparse Bayesian learning / C. Li, B. Chen, M. Yang, Y. Zheng // IET Signal Proc. 2018. Vol. 12, № 4. P. 403–409.
doi: 10.1049/iet-spr.2016.0738
22. Height Measurement of Low-Angle Target Using MIMO Radar Under Multipath Interference / Y. Liu, B. Jiu, X.-G. Xia, H. Liu, L. Zhang // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 2018. Vol. 54, № 2. P. 808–818.
doi: 10.1109/TAES.2017.2767919
23. Altitude Measurement of Low-Angle Target Under Complex Terrain Environment for Meter-Wave Radar / Y. Liu, H. Liu, B. Jiu, L. Zhang // IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Proc. (ICASSP), Calgary, Canada, 15–20 Apr. 2018. IEEE, 2018. P. 3464–3468.
doi: 10.1109/icassp.2018.8462623
24. Meller M., Stawiarski K. Robustified Estimators of Radar Elevation Angle Using a Specular Multipath Model // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 2020. Vol. 56, № 2. P. 1623–1636.
doi: 10.1109/taes.2019.2927906
25. Low Elevation Target Altitude Measurement for Ubiquitous Radar Based on Known Transmitted Waveform and Sparse Representation / R. Guo, X. Peng, B. Tian, Y. Zhang, Z. Chen // IET Radar, Sonar and Navigation. 2021. Vol. 16, № 2. P. 346–355.
doi: 10.1049/rsn2.12187
26. Schmidt R. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1986. Vol. 34, № 3. P. 276–280.
doi: 10.1109/tap.1986.1143830
27. Barabell A. Improving the Resolution Performance of Eigenstructure-Based Direction-Finding Algorithms // ICASSP '83. IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Boston, USA, 14–16 Apr. 1983. IEEE, 1983. Vol. 8. P. 336–339.
doi: 10.1109/icassp.1983.1172124
28. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. О. И. Хабарова, Г. А. Сидоровой; под ред. И. С. Рыжака. М.: Мир, 1990. 584 с.
29. Stoica P., Moses R. L. Introduction to Spectral Analysis. Upper Saddle River, USA: Prentice-Hall, 1997. 319 p.
30. Стратонович Р. Л. Теория информации. М.: Сов. радио, 1975. 424 с.

Информация об авторе

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>

References

1. Barton D. Low-Angle Radar Tracking. Proc. of the IEEE. 1974, vol. 62, no. 6, pp. 687–704.
doi: 10.1109/PROC.1974.9509
2. White W. D. Low-Angle Radar Tracking in the Presence of Multipath. IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems. 1974, vol. AES-10, no. 6, pp. 835–853.
doi: 10.1109/taes.1974.307892
3. Ostrovityanov R. V., Basalov F. A. Statistical Theory of Extended Radar Targets. Norwood, MA, Artech House, 1985, 364 p.
4. Monakov A. A., Khrumchenko G. N. Simulation Model of Radar Signals in Case of 2D Rough Surface. Radio Technique. 1997, no. 12, pp. 44–48. (In Russ.)

5. Monakov A. A., Khramchenko G. N. Low Altitude Target Model for Radar Simulation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2002, vol. 38, no. 2, pp. 668–675. doi: 10.1109/TAES.2002.1008995
6. Ballance W., Jaffer A. Direction Finding in the Presence of Fully Correlated Specular Multipath. *Proc. of the 1988 Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Proc.*, New York, 11–14 Apr. 1988. IEEE, 1988, pp. 2849–2852.
7. Lo T., Litva J. Use of a Highly Deterministic Multipath Signal Model In Low-Angle Tracking. *IEE Proc. F, Radar and Signal Processing*. 1991, vol. 138, no. 2, pp. 163–171.
8. Djeddou M., Belouchrani A., Aouada S. Maximum Likelihood Angle-Frequency Estimation in Partially Known Correlated Noise for Low-Elevation Targets. *IEEE Trans. on Signal Processing*. 2005, vol. 53, no. 8, pp. 3057–3064. doi: 10.1109/TSP.2005.851194
9. Nickel U. Angular Superresolution with Phased Array Radar: A Review of Algorithms and Operational Constraints. *IEE Proc. F, Communications, Radar and Signal Proc.* 1987, vol. 13, no. 1, pp. 53–59. doi: 10.1049/ip-f-1.1987.0010
10. Sherman S. M. Complex Indicated Angles Applied to Unresolved Radar Targets and Multipath. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1971, vol. AES-7, no. 1, pp. 160–170. doi: 10.1109/TAES.1971.310264
11. Monakov A. Physical and Statistical Properties of the Complex Monopulse Ratio. *IEEE Trans. on Aeronaut. Electron. Syst.* 2013, vol. 49, no. 2, pp. 960–968. doi: 10.1109/taes.2013.6494392
12. Monakov A. A., Povarenkin N. V. Estimation of the Elevation Angle of the Low Altitude Target: a Mathematical Model of the Signal Scattered by the Rough Surface at Sliding Propagation Angles. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2019, no. 11, pp. 12–19. (In Russ.) doi: 10.18127/j20700784-201911-03
13. Monakov A. A., Povarenkin N. V. Estimation of the Elevation Angle of a Low-Flying Target: Synthesis of an Estimation Algorithm. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2019, no. 11, pp. 20–28. (In Russ.) doi: 10.18127/j20700784-201911-04
14. Sebt M. A., Sheikhi A., Nayeby M. M. Robust Low-Angle Estimation by an Array Radar. *IET Radar, Sonar and Navigation*. 2010, vol. 4, no. 6, pp. 780–790. doi: 10.1049/iet-rsn.2009.0067
15. Takahashi R., Hirata K., Maniwa H. Altitude Estimation of Low Elevation Target Over the Sea for Surface Based Phased Array Radar. *IEEE Radar Conf.*, Arlington, USA, 10–14 May 2010. IEEE, 2010, pp. 123–128. doi: 10.1109/radar.2010.5494639
16. Shu T., Zhang M., Tang B., Liu X., Yu W. Enhanced Target Height Finding for Phased Array 3D Radars Using Digital Beamforming Technique. *IET Intern. Conf. on Radar Systems (Radar 2012)*, Glasgow, UK, 22–25 Oct. 2012. IET, 2012, p. 81. doi: 10.1049/cp.2012.1657
17. Chen B., Zhao G., Zhang S. Altitude Measurement Based on Beam Split and Frequency Diversity in VHF Radar. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*. 2010, vol. 46, no. 1, pp. 3–13. doi: 10.1109/taes.2010.5417144
18. Zhao G., Shi G. Altitude Measurement of Low Elevation Target Based on Iterative Subspace Projection. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*. 2011, vol. 47, no. 2, pp. 1256–1264. doi: 10.1109/taes.2011.5751256
19. Li C., Chen B., Zheng Y., Yang M. Altitude Measurement of Low Elevation Target in Complex Terrain Based on Orthogonal Matching Pursuit. *IET Radar, Sonar and Navigation*. 2017, vol. 11, no. 5, pp. 745–751. doi: 10.1049/iet-rsn.2016.0468
20. Zhu Y., Zhao Y., Shui P. Low-Angle Target Tracking Using Frequency-Agile Refined Maximum Likelihood Algorithm. *IET Radar, Sonar and Navigation*. 2017, vol. 11, no. 3, pp. 491–497. doi: 10.1049/iet-rsn.2016.0301
21. Li C., Chen B., Yang M., Zheng Y. Altitude Measurement of Low-Elevation Target for VHF Radar Based on Weighted Sparse Bayesian Learning. *IET Signal Proc.* 2018, vol. 12, no. 4, pp. 403–409. doi: 10.1049/iet-spr.2016.0738
22. Liu Y., Jiu B., Xia X.-G., Liu H., Zhang L. Height Measurement of Low-Angle Target Using MIMO Radar Under Multipath Interference. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*. 2018, vol. 54, no. 2, pp. 808–818. doi: 10.1109/TAES.2017.2767919
23. Liu Y., Liu H., Jiu B., Zhang L. Altitude Measurement of Low-Angle Target Under Complex Terrain Environment for Meter-Wave Radar. *IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Proc. (ICASSP)*, Calgary, Canada, 15–20 Apr. 2018. IEEE, 2018, pp. 3464–3468. doi: 10.1109/icassp.2018.8462623
24. Meller M., Stawiarski K. Robustified Estimators of Radar Elevation Angle Using a Specular Multipath Model. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*. 2020, vol. 56, no. 2, pp. 1623–1636. doi: 10.1109/taes.2019.2927906
25. Guo R., Peng X., Tian B., Zhang Y., Chen Z. Low Elevation Target Altitude Measurement for Ubiquitous Radar Based on Known Transmitted Waveform and Sparse Representation. *IET Radar, Sonar and Navigation*. 2021, vol. 16, no. 2, pp. 346–355. doi: 10.1049/rsn2.12187
26. Schmidt R. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*. 1986, vol. 34, no. 3, pp. 276–280. doi: 10.1109/tap.1986.1143830
27. Barabell A. Improving the Resolution Performance of Eigenstructure-Based Direction-Finding Al-

gorithms. ICASSP '83. IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Boston, USA, 14–16 Apr. 1983. IEEE, 1983, vol. 8, pp. 336–339.
doi: 10.1109/icassp.1983.1172124

28. Marple Jr. S. L. Digital Spectral Analysis with Applications. New Jersey, Prentice-Hall, 1987, 492 p.

29. Stoica P., Moses R. L. Introduction to Spectral Analysis. Upper Saddle River, USA, Prentice-Hall, 1997, 319 p.

30. Stratonovich R. L. *Teoriya informatsii* [Information Theory]. Moscow, Sov. Radio, 1975, 424 p. (In Russ.)

Information about the author

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>

Пространственно-частотная модуляция зондирующих сигналов в РЛС с плоской активной ФАР

В. М. Кутузов[✉], В. П. Ипатов, И. Г. Мироненко, Май Тунг Зыонг

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

[✉] vmkutuzov@etu.ru

Аннотация

Введение. Многополосные и многочастотные сигналы находят широкое применение в радиолокации. Использование активных фазированных антенных решеток (ФАР), имеющих в каждом пространственном канале приема свой передатчик и приемник, открывает дополнительные возможности для скрытной работы РЛС, что повышает ее помехозащищенность и электромагнитную совместимость. В статье исследуется энергетическая скрытность РЛС с многочастотным зондирующим сигналом с пространственно-частотной модуляцией в плоской многоэлементной ФАР по сравнению с аналогичным многочастотным сигналом без дополнительной пространственной модуляции.

Цель работы. Анализ характеристик направленности и энергетической скрытности в режиме излучения многополосного эквидистантного по частоте квазинепрерывного сигнала РЛС с плоской приемо-передающей активной ФАР (АФАР) при использовании дополнительной пространственно-частотной модуляции.

Материалы и методы. Анализ скрытности выполняется с помощью классического энергетического приемника (ЭП) с входным фильтром и амплитудным детектором. Для получения характеристик скрытности в пространстве азимутальных углов и углов места используется компьютерное моделирование работы РЛС и ЭП, а также аппарат функций неопределенности (ФН) во временной, частотной и пространственной областях. Рассматриваются реальные сигналы с квазинепрерывным излучением и низкой скважностью.

Результаты. С помощью компьютерной модели построены угловые зависимости интенсивности сигналов в накопительном фильтре ЭП для РЛС с ФАР без пространственной модуляции и с пространственной модуляцией. Получены оценки выигрыша в уровне сигнала, поступающего на вход накопительного фильтра ЭП при различных расположениях на частотной оси многополосного сигнала относительно центральной частоты накопительного фильтра. Анализ производился при полном и половинном совпадении спектра сигнала с полосой фильтра ЭП. Для трех видов сигналов получены количественные соотношения в среднем уровне сигнала в накопительном фильтре ЭП. Сравнение энергетической скрытности РЛС с пространственной модуляцией и обычной РЛС с аналогичным по энергетике и числу полос многочастотным зондирующим сигналом проводилось при полной идентичности основных параметров сигналов и ФАР. В статье приводится структурная схема РЛС с многополосным сигналом и АФАР, а также структурная схема каналов приема, соответствующая технологии ММО.

Заключение. Проведенные исследования подтвердили возможность и эффективность введения дополнительной пространственной модуляции многополосного сигнала в РЛС с АФАР для повышения скрытности ее работы. Предложенная структура формирования и обработки сигнала с пространственно-частотной модуляцией технологична и может быть реализована на современной элементной базе цифровой схемотехники.

Ключевые слова: многополосный сигнал, энергетический приемник, функция неопределенности, пространственно-частотная модуляция, угловая зависимость

Для цитирования: Пространственно-частотная модуляция зондирующих сигналов РЛС с плоской активной ФАР / В. М. Кутузов, В. П. Ипатов, И. Г. Мироненко, Май Тунг Зыонг // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 4. С. 47–61.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-47-61

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 03.08.2026; принята к публикации после рецензирования 04.09.2026; опубликована онлайн 30.09.2026



Spatial Frequency Modulation of Probing Signals in Radars with a Planar Active Phased Array

Vladimir M. Kutuzov[✉], Valery P. Ipatov, Igor G. Mironenko, Tùng Dương Mai

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ vmkutuzov@etu.ru

Abstract

Introduction. Multiband and multi-frequency signals are widely used in radar systems. The use of active phased array antennas, in which each spatial receiving channel has its own transmitter and receiver, offers additional opportunities for covert radar operation, thereby enhancing radar noise immunity and electromagnetic compatibility. The article examines the energy stealth of a radar with a multi-frequency sensing signal with spatial frequency modulation in a planar multi-element phased array antenna compared with a similar multi-frequency signal without additional spatial modulation.

Aim. Analysis of the directional and energy stealth characteristics in the radiation mode of a multiband frequency equidistant quasi-continuous radar signal with a planar receiving and transmitting active phased array antenna when additional spatial frequency modulation is used.

Materials and methods. The stealth analysis was performed using a classical energy receiver (ER) with an input filter and an amplitude detector. To obtain stealth characteristics as functions of azimuth and elevation angles, computer modeling of the radar and ER operation was combined with the apparatus of uncertainty functions in time, frequency, and spatial domains. Real signals with quasi-continuous emission and a low duty cycle were considered.

Results. Using a computer model, angular dependences of the signal intensity in the cumulative ER filter were obtained for a radar without spatial modulation and with spatial modulation, along with estimates of the gain in the signal level entering the input of the cumulative ER filter at different positions on the frequency axis of the multiband signal relative to the central frequency of the cumulative filter. The analysis was performed for cases in which the signal spectrum fully overlaps or overlaps by half the ER filter bandwidth. Quantitative relationships between the average signal levels in the cumulative ER filter were obtained for three types of signals. The energy stealth of a radar with spatial modulation was compared with that of a conventional radar with a multifrequency probing signal similar in terms of energy and number of bands, with the main parameters of the signals and phased array antennas being identical. The article provides a block diagram of a multiband radar with an active phased array antenna, as well as a block diagram of the receiving channels corresponding to MIMO technology.

Conclusion. The conducted studies have confirmed the feasibility and effectiveness of introducing additional spatial modulation of a multiband signal in a radar with an active phased array antenna to increase the stealth of its operation. The proposed structure for signal generation and processing with space-frequency modulation is technologically advanced and can be implemented using modern digital electronic components.

Keywords: multifrequency signal, energy receiver, uncertainty function, spatial-frequency modulation, angular dependence

For citation: Kutuzov V. M., Ipatov V. P., Mironenko I. G., Tùng Dương Mai. Spatial Frequency Modulation of Probing Signals in Radars with a Planar Active Phased Array. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 4, pp. 47–61.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-47-61

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

Submitted 03.08.2026; accepted 04.09.2026; published online 30.09.2026

Введение. В радиолокационных приложениях сложные многочастотные и многополосные сигналы широко применяются в качестве зондирующих [1–4]. Особый интерес представляют сигналы заданной формы, генерируемые посредством излучения синтезатором частот на

определенном интервале времени необходимых спектральных составляющих [5]. В [6, 7] была показана возможность улучшения характеристик направленности антенной решетки (АР) за счет частотного разнесения спектра сигнала по отдельным антенным элементам (АЭ). В част-

ности, отмечено проявление эффекта автосканирования пространства, однако при этом диаграмма направленности (ДН) оказывается изменяющейся в пространстве по дальности, времени и углу. В результате пространственно-временная обработка сигналов не разделяется на пространственную и временную, что осложняет ее реализацию. В [8] предложен метод формирования пространственной модуляции в линейной фазированной АР (ФАР) когерентной РЛС с многочастотным зондирующим сигналом. Однако использование в данном методе одномерных АР с фиксированным числом АЭ ограничивает число спектральных полос, что, в свою очередь, не позволяет реализовать требуемые характеристики сигналов, такие, как диапазон однозначного измерения и разрешение по дальности (задержке). В статье рассматривается возможность формирования многополосного сигнала с добавленной пространственной модуляцией отдельных полос в двумерной активной ФАР (АФАР), число АЭ которой M равно числу частотных полос N . Принципы формирования и алгоритмы обработки многочастотных и многополосных сигналов во временной области подробно рассмотрены в [5, 9], включая режим работы РЛС на единую приемопередающую антенну.

Цель работы. Анализ характеристик направленности и энергетической скрытности в режиме излучения многополосного эквидистантного по частоте квазинепрерывного сигнала РЛС с плоской приемопередающей активной фазированной решеткой при использовании дополнительной пространственно-частотной модуляции.

Исходные данные. Рассмотрим зондирующий сигнал, представляющий собой сумму из N эквидистантно расположенных по частоте с шагом Δf гармонических сигналов длительности T с частотами $f_n = f_1 + (n-1)\Delta f$ ($n=1, 2, \dots, N$), которые излучаются одновременно. При равномерном амплитудно-фазо-частотном спектре, состоящем из идентичных частотных полос шириной $\delta f = 1/T$, сжатый в согласованном приемнике сигнал будет иметь вид периодически повторяющейся последовательности функций вида $\text{sinc}(x)$, период сле-

дования которых $T_{\text{и}}$ определяется расстоянием между частотными полосами $T_{\text{и}} = 1/\Delta f$ [5]. Общая ширина спектра многополосного сигнала, состоящего из N полос шириной δf , равна $\Delta F = N\Delta f$, а ширина импульса вида $\text{sinc}(x)$ по времени на уровне -3 дБ определяется как $\Delta \tau = 1/\Delta F$, откуда следует соотношение периода и длительности сжатых импульсов $T_{\text{и}} = N\Delta \tau$.

При работе РЛС на одну приемо-передающую антенну сигнал, ортогонально переключающий во времени t работу передатчика и приемника, изменяет структуру как излучаемого зондирующего сигнала, так и задержанного отраженного сигнала, поступающего на вход приемника. Обычно сигнал развязки приемника и передатчика $A(t)$ имеет импульсную структуру и может рассматриваться как бинарный амплитудно-манипулированный сигнал, принимающий значения 0 или 1. В простейшем случае это регулярная импульсная последовательность (РИП), характеризующаяся длительностью импульсов $\tau_{\text{РИП}}$ и периодом их следования $T_{\text{РИП}}$, отношение которых определяет скважность зондирующего сигнала $Q = T_{\text{РИП}}/\tau_{\text{РИП}}$. Одиночный импульс РИП $a(t)$ можно записать как

$$a(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } 0 < t < \tau_{\text{РИП}}; \\ 0 & \text{при } 0 > t > \tau_{\text{РИП}}. \end{cases} \quad (1)$$

Периодическая последовательность импульсов вида (1) с периодом $T_{\text{РИП}}$ запишется как

$$A(t) = \sum_{k=0}^{K-1} a(t - kT_{\text{РИП}}) \text{ при } 0 < t < T, \quad (2)$$

где $K = T/T_{\text{РИП}}$ – число импульсов РИП на интервале времени от 0 до T .

Многополосный сигнал $S(t)$ можно записать как

$$S(t) = \sum_{n=1}^N s_n(t) \quad (t \in [0, T]), \quad (3)$$

где $s_n(t)$ – сигналы отдельных несущих частот f_n на интервале времени T , имеющие вид:

$$s_n(t) = A(t)e^{j(2\pi f_n t + \varphi_n)} = \\ = A(t)e^{j\{2\pi t[f_1 + (n-1)\Delta f] + \varphi_n\}}. \quad (4)$$

Здесь $A(t)$ определяется выражением (2), а φ_n – начальные фазы поднесущих частот f_n . Символ j в (4) и далее означает мнимую единицу.

Далее рассмотрим простейший сигнал развязки с $Q=2$, для которого функция приема $W(\tau)$ имеет вид примыкающих друг к другу равнобедренных треугольников [10]. На практике часто полагают максимальную задержку отраженного от цели сигнала $\tau_{\max} = \tau_{\text{РИП}}$, для которой функция приема равна 1. Для меньших задержек из интервала $0 < \tau < \tau_{\max}$ функция приема линейно спадает от 1 при $\tau = \tau_{\max}$ до 0 при $\tau = 0$. Последнее приводит к изменению зависимости мощности принимаемого сигнала от задержки: вместо степени -4 в итоге получается -3 , что благоприятно сказывается на влиянии боковых лепестков (БЛ) функции неопределенности (ФН).

В [8] приведены временная и спектральная структуры квазинеprерывного многополосного эквидистантного сигнала со скважностью $Q=2$, а также получено выражение для его ФН при выполнении условия частотной узкополосности зондирующего сигнала. В данном случае оно записывается как соотношение средней частоты $f_{\text{ср}}$ и ширины спектра многополосного сигнала ΔF : $f_{\text{ср}} = (f_N + f_1)/2 \gg \Delta F = N\Delta f$. Отраженный от цели сигнал вида (3) с учетом (4) имеет задержку τ и доплеровский сдвиг частоты f_D :

$$S_{\text{отр}}(t) = \\ = \sum_{n=1}^N A(t)e^{j\{2\pi(t-\tau)[f_1 + (n-1)\Delta f + f_D] + \varphi_n\}}, \quad (5) \\ (t \in [0, T]).$$

Традиционно определяемую ФН сигнала (5) в виде известного интеграла $\chi(\tau, f_D) = \int_0^T S_{\text{отр}}(t) S^*(t) dt$ после несложных преобразований, приведенных в [5, 8], можно записать в виде

$$\chi(\tau, f_D) = (T - |\tau|) \times \\ \times \frac{\sin(\pi f_N \tau) \sin[\pi f_D (\tau_{\text{РИП}} - |\tau|)]}{\sin(\pi f \tau) \pi f_D (\tau_{\text{РИП}} - |\tau|)} \times \\ \times \frac{\sin(\pi f_D K T_{\text{РИП}})}{\sin(\pi f_D T_{\text{РИП}})}. \quad (6)$$

Возможен иной подход к вычислению ФН $\chi(\tau, f_D)$, основанный на представлении многополосного квазинеprерывного сигнала (3) в виде периодической пачки импульсов вида $\text{sinc}[\pi \Delta F (t - kT_{\text{и}})]$ с несущей частотой $f_{\text{ср}} = (f_N + f_1)/2$:

$$S(t) = e^{j\pi(f_N + f_1)t} \sum_{k=0}^{K-1} \text{sinc}[\pi \Delta F (t - kT_{\text{и}})], \quad (7) \\ (t \in [0, T]),$$

где число импульсов в пачке $K = T/T_{\text{и}}$. При $T_{\text{и}} = T_{\text{РИП}}$ формула (7) приводит к тому же результату, что и (6), откуда следует требование к соотношению параметров сигнала развязки и периода следования сжатых в согласованном приемнике импульсов вида (7) $(T_{\text{РИП}} - \tau) \leq T_{\text{и}} \leq T_{\text{РИП}}$. Это гарантирует однозначное измерение задержек сигнала в рабочей зоне.

При отношении длительности сигнала T к периоду РИП $T_{\text{РИП}}$ $K = T/T_{\text{РИП}}$ ФН (6) будет иметь K пиков, линейно спадающих от 1 до 0 при увеличении задержки τ относительно главного лепестка от 0 до T . В окрестностях главного лепестка справедливо приближение $\sin x \approx x$ при малых x , поэтому ФН можно записать в упрощенном виде:

$$\chi(\tau, f_D) = NK(T - |\tau|) \text{sinc}(\pi \Delta F \tau) \times \\ \times \text{sinc}[\pi f_D (\tau_{\text{РИП}} - |\tau|)] \text{sinc}(\pi f_D T). \quad (8)$$

На рис. 1, а представлены первые 3 пика модуля нормированной ФН $|\chi(\tau, f_D)|$ вида (6), а на рис. 1, б – главный лепесток модуля нормированной ФН вида (8) в пределах рабочей зоны с относительно низким уровнем БЛ.

Заметим, что рабочая зона для данного сигнала ограничена по доплеровскому сдвигу ча-

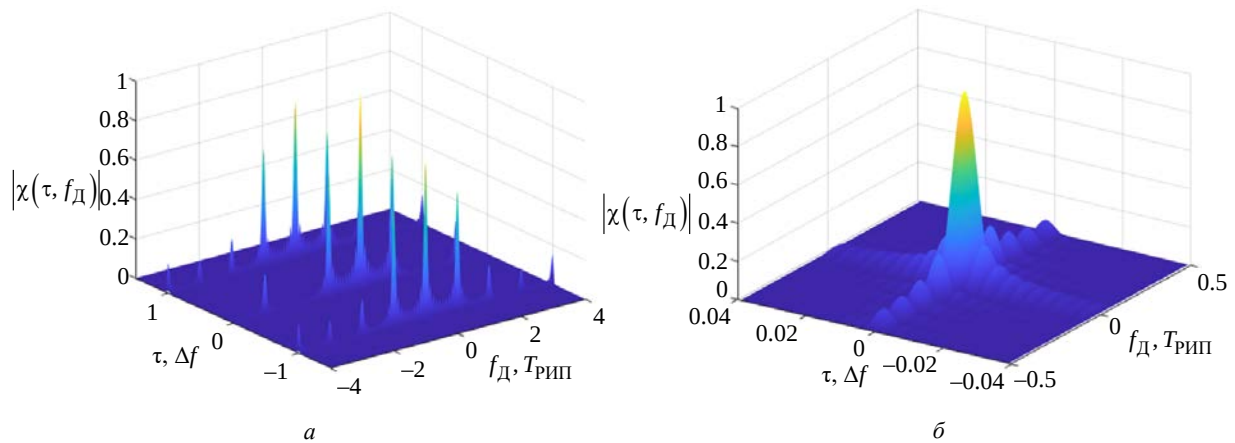


Рис. 1. Модуль ФН (первые 3 лепестка) (а) и основной лепесток ФН в рабочей зоне (б)

Fig. 1. Uncertainty function module (first three lobes) (a) and the main lobe of the uncertainty function in the working zone (b)

стоты величиной $f_D = \pm 1/(2T_{РИП})$, а по задержке $\tau = \pm 1/\Delta f$, откуда при скважности $Q = 2$ следует $\tau_{РИП} = 1/(2\Delta f)$. Для $Q > 2$ справедливо соотношение $(T_{РИП} - \tau_{РИП}) < 1/\Delta f$.

Многополосные сигналы с одновременным излучением всех полос общим передатчиком радиолокатора не находят практического применения, поскольку из-за возникающих в суммарном сигнале биений частотных полос со случайными начальными фазами требуется большой динамический диапазон передатчика, а его выходные каскады работают с низким КПД. В частном случае при синфазном излучении полос биения сигналов вырождаются и принимают вид последовательности импульсов вида $\text{sinc}(x)$, что существенно ухудшает скрытность работы РЛС. Чтобы избежать этого эффекта и повысить энергетическую скрытность, удобно использовать равномерно распределенную случайную фазу $\varphi_n \in [0; 2\pi]$ для каждой поднесущей частоты f_n ($n \in [1, N]$) многочастотного сигнала $S(t)$.

Методы и основные соотношения. Рассмотрим плоскую квадратную АФАР размером $M_x = M_y$ с общим числом АЭ $M = M_x \times M_y$, которые для простоты будем считать ненаправленными в азимутальной и угломестной плоскостях. Совместим плоскость АР с декартовыми координатами X и Y , так что первый АЭ будет находиться в начале координат. Обозначим нормированные к шагу решетки по обеим осям $d_x = d_y = d$ координаты АЭ как m_x и m_y , по-

лагая далее в расчетах $M_x = M_y = 16$. Если число полос сигнала N принять равным M , то можно реализовать такой режим работы РЛС, когда каждой частоте будет соответствовать свой приемопередатчик АЭ. Функциональная схема РЛС с многополосным сигналом и пространственно-частотной модуляцией в АФАР схематично представлена на рис. 2, а. Более детальная функциональная схема приемного тракта отдельного АЭ показана на рис. 2, б.

Поскольку $M = N$, на функциональных схемах, приведенных на рис. 2, используется только один индекс n для обозначения как частотных, так и пространственных каналов приема. На рис. 2 обозначено: ПП n – приемопередающие модули для n -й частотной полосы, описание которых можно найти в [11]; См n – смесители; ЗГ – высокостабильный задающий генератор, обеспечивающий когерентность в режиме передачи и приема; Гет – опорный гетеродин, синхронизированный задающим генератором ЗГ; ПК n – приемный канал n -го АЭ, более детальная структурная схема которого представлена на рис. 2, б. Синтезатор частот вырабатывает высокостабильную сетку частот $\bar{f}_n$, которые далее с помощью гетеродина Гет и смесителей См n переносятся в рабочую область спектра на соответствующие поднесущие f_n . Затем они поступают в приемопередающие модули ПП n , в которых сигнал усиливается, модулируется по амплитуде импульсами РИП, обеспечивающими развязку режимов приема и передачи. На основе РИП, которая поступает от

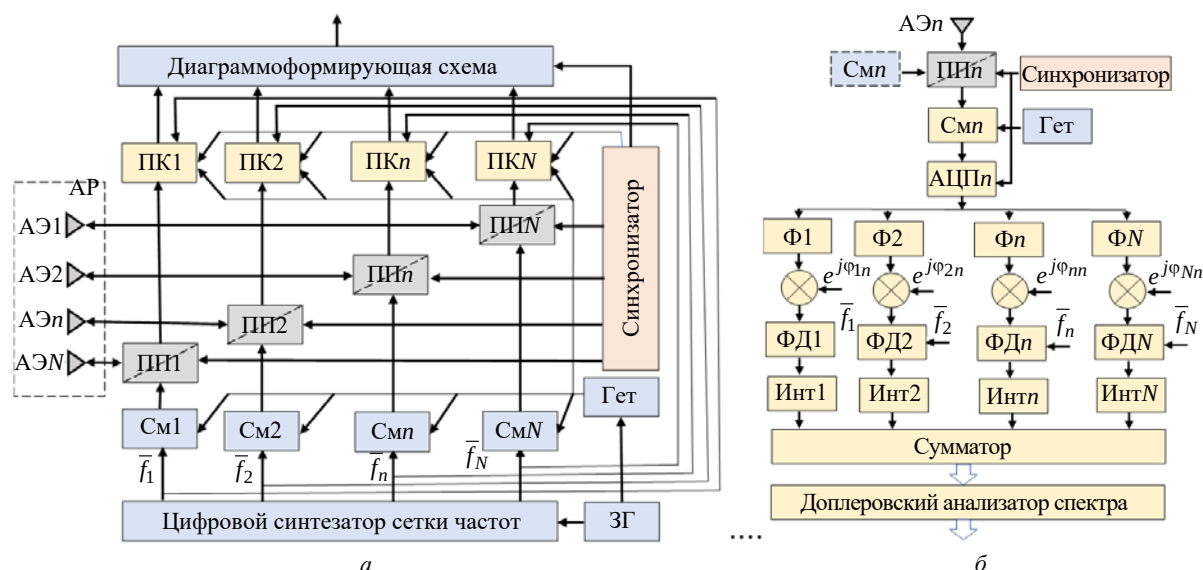


Рис. 2. Обобщенная функциональная схема РЛС с пространственно-частотной модуляцией многополосного сигнала (а) и структурная схема приемного канала одного АЭ (б)

Fig. 2. Generalized functional diagram of a radar with spatial-frequency modulation of a multiband signal (a) and a structural diagram of the receiving channel of one antenna element (b)

синхронизатора, формируется пара инверсных последовательностей, каждая из которых управляет ортогональным переключением работы передатчика или приемника. Прежде чем поступить в АЭ, сигнал каждой поднесущей f_n в приемопередающем модуле ППn получает заранее определенный псевдослучайный сдвиг фаз φ_n , который затем компенсируется при приеме в линейке перемножителей $\otimes$, приведенной на рис. 2, б. Таким образом устраняется сдвиг фаз φ_n , искусственно введенный в режиме передачи для каждой поднесущей частоты.

До поступления принятых частотных компонент в диаграммоформирующую схему они проходят обработку в приемных каналах ПКn. Структурная схема отдельного приемного канала, реализующая принцип ММО, аналогична описанной в [12], представлена на рис. 2, б, где бежевым цветом, как и на рис. 2, а, выделены функциональные блоки, непосредственно относящиеся к приемному каналу ПКn. После обратного переноса поднесущих частот f_n вниз на промежуточные частоты $\bar{f}_1, \bar{f}_2, \dots, \bar{f}_n, \dots, \bar{f}_N$ с помощью смесителя Смn и цифрового преобразования совокупного сигнала в АЦПn на программно-алгоритмическом уровне осуществляется их фильтрация в частотных фильтрах Фn. Далее в перемножителях $\otimes$ осуществляется обратная

корректировка псевдослучайных начальных фаз φ_n и дополнительно компенсируется набег фаз, возникающий при приеме сигнала (n-i)-го частотно-пространственного канала в n-м пространственном канале φ_{in} . Это позволяет избежать энергетических потерь в режиме приема-передачи по сравнению с аналогичной АФАР без пространственно-частотной модуляции сигнала. Доказывающие это утверждение математические выкладки можно найти в [12].

С помощью фазовых детекторов ФДn далее осуществляется перенос всех частотных компонент на нулевую промежуточную частоту, представленную в квадратурных синусо-косинусных составляющих, которые поступают на интеграторы Интn, где производится их когерентное накопление. После суммирования результатов накопления на каждой поднесущей в сумматоре формируется огибающая сигнала заданной временной формы. При эквидистантном расположении частотных составляющих по спектру и равных их комплексных амплитудах сигнал на выходе сумматора $y_n(t)$ будет иметь огибающую вида

$$y_n(t) = N \operatorname{sinc} \left[\pi (N \Delta f + f_D) t \right]. \quad (9)$$

В (9) считается, что доплеровский сдвиг частоты f_D одинаков для всех поднесущих частот

$AЭ_{11}$ $f_1 = f_{11}$	$AЭ_{12}$ $f_2 = f_{12}$	...	$AЭ_{1g}$ $f_n = f_{1g}$	...	$AЭ_{1G}$ $f_{16} = f_{1G}$
$AЭ_{21}$ $f_{17} = f_{21}$	$AЭ_{22}$ $f_{18} = f_{22}$	...	$AЭ_{2g}$ $f_{n+16} = f_{2g}$	...	$AЭ_{2G}$ $f_{32} = f_{2G}$
...	...	...	...	...	...
$AЭ_{l1}$ $f_{129} = f_{l1}$	$AЭ_{l2}$ $f_{130} = f_{l2}$	...	$AЭ_{lg}$ $f_{n+128} = f_{lg}$	...	$AЭ_{lG}$ $f_{144} = f_{lG}$
...	...	...	...	...	...
$AЭ_{L1}$ $f_{241} = f_{L1}$	$AЭ_{L2}$ $f_{242} = f_{L2}$	...	$AЭ_{Lg}$ $f_{n+240} = f_{Lg}$	...	$AЭ_{LG}$ $f_{256} = f_{LG}$

Рис. 3. Расположение частот и АЭ по апертуре ФАР

Fig. 3. Arrangement of frequencies and antenna elements across the aperture of a phased antenna array

f_n , что справедливо при выполнении условия упоминавшейся ранее частотной узкополосности.

Для оценки доплеровского сдвига сигналов в каждом приемном канале на выходе используется доплеровский анализатор спектра, реализующий алгоритм дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Далее сигналы всех N пространственных приемных каналов поступают в диаграммоформирующую схему, работа которой описана в [12], где реализуется пространственная составляющая обработки для всех доплеровских каналов ДПФ. Это допустимо при выполнении условия пространственно-временной узкополосности, когда геометрические размеры апертюры ФАР существенно меньше разрешения РЛС по дальности $M_x d_x = M_y d_y \ll c/\Delta F = c/N \Delta f$, где c – скорость света.

Введем для удобства двойную нумерацию АЭ по строкам l и по столбцам g квадратной ФАР, полагая $l = 1, 2, \dots, L$ и $g = 1, 2, \dots, G$: $AЭ_{lg}$. При этом $L = M_x$ и $G = M_y$. Схематичное изображение ФАР с распределением частот по АЭ приведено в виде таблицы размером $M_x \times M_y = 16 \times 16$ на рис. 3.

Учитывая, что $f_n \gg \Delta F$, можно считать длины волн одинаковыми для всех поднесущих частот $\lambda_n = \lambda$. Тогда при $d = \lambda/2$ фазовый набег между соседними АЭ одной строки $AЭ_{lg}$ и $AЭ_{l(g+1)}$ равен $U = \pi \sin \theta$, где θ – азимуталь-

ный угол между нормалью к апертюре ФАР и направлением зондирования. Аналогично для соседних АЭ одного столбца $AЭ_{lg}$ и $AЭ_{(l+1)g}$ фазовый набег равен $V = \pi \sin \varepsilon$, где ε – угол места, также отсчитываемый от нормали к апертюре ФАР. Переменные U и V имеют смысл нормированных пространственных частот и однозначно связаны с соответствующими угловыми координатами θ и ε [5]. В случае плоской ФАР, ориентированной на просмотр пространства по нормали к апертюре, фазовые набег между первым $AЭ_{11}$, совмещенным с началом координат, и $AЭ_{lg}$ с произвольными координатами l и g будут определяться следующим выражением, описывающим излучаемый пространственно-временной сигнал на поднесущей частоте f_n на выходе $AЭ_{lg}$ [13]:

$$s_n(t, \theta, \alpha) = s_n(t) e^{j\pi(l-1)\sin\alpha \cdot \cos\theta} e^{j\pi(g-1)\sin\alpha \cdot \sin\theta}, \quad (10)$$

где временная составляющая описания сигнала со случайной фазой на отдельной поднесущей $s_n(t)$ определяется выражением (4). Угол α в (10) соответствует углу направления излучения в полярных координатах. Переменные $U_x = \pi \sin \alpha \cdot \cos \theta$ и $U_y = \pi \sin \alpha \cdot \sin \theta$, имеющие смысл направляющих косинусов [13], изменяются от $-\pi$ до $+\pi$ при изменении углов θ и ε от $-\pi/2$ до $+\pi/2$, обеспечивая однозначное со-

ответствие с угловыми координатами.

Перепишем (10) в виде

$$s_n(t, U_x, U_y) = A(t) e^{j(2\pi f_n + \phi_n)} e^{j(l-1)U_x} e^{j(g-1)U_y}. \quad (11)$$

Суммарный излучаемый сигнал всей ФАР с учетом (11) и двойной нумерации АЭ и частот, приведенной на рис. 3, запишется как

$$S(t, U_x, U_y) = \sum_{g=1}^G \sum_{l=1}^L A(t) e^{j(2\pi f_{lg} + \phi_{lg})} e^{j(l-1)U_x} e^{j(g-1)U_y}. \quad (12)$$

Для оценки выигрыша в скрытности за счет введения дополнительной пространственной модуляции многополосного сигнала воспользуемся подходом, описанным в [4] и детализированным в [8, 12]. В качестве базы для сравнения будем рассматривать аналогичную РЛС с АФАР той же размерности и мощности сигналов в АЭ, а также с идентичным зондирующим многополосным сигналом, но без дополнительной пространственной модуляции в антенне. Задержанный на τ сигнал (12) на входе энергетического приемника (ЭП) примет вид

$$S(t, U_x, U_y) = \sum_{g=1}^G \sum_{l=1}^L A(t-\tau) \times e^{j[2\pi(t-\tau)f_{lg} + \phi_{lg}]} e^{j(l-1)U_x} e^{j(g-1)U_y}. \quad (13)$$

Энергетическую скрытность будем оценивать по уровню сигнала в накопительном фильтре ЭП в зависимости от его полосы Δf_Φ и настройки центральной частоты f_Φ относительно принимаемого сигнала (13). Полосовой фильтр с полосой Δf_Φ будет иметь постоянную времени $T_\Phi = 1/\Delta f_\Phi$. Сигнал на выходе такого фильтра в момент времени $t = T_\Phi$ можно представить как

$$F_\Phi(U_x, U_y) = \int_0^{T_\Phi} S(t-\tau, U_x, U_y) e^{-j2\pi f_\Phi \tau} d\tau = \sum_{g=1}^G \sum_{l=1}^L e^{j\phi_{lg}} e^{-j2\pi f_{lg} \tau} e^{j(l-1)U_x} e^{j(g-1)U_y} \times \int_0^{T_\Phi} A(t-\tau) e^{j2\pi(f_{lg}-f_\Phi)\tau} d\tau. \quad (14)$$

Фазовый сдвиг $2\pi f_{lg} \tau$ за счет задержки сигнала не меняет случайный характер начальных фаз ϕ_{lg} , поэтому в дальнейшем в (14) им можно пренебречь. Заметим, что относительный выигрыш в уровне сигнала на входе фильтра не зависит от амплитуды РИП, поэтому положим ее равной 1. Тогда сигнал на выходе накопительного фильтра в момент времени $t = T_\Phi$ запишется как

$$F_\Phi(U_x, U_y) = \frac{T_\Phi}{Q} \sum_{g=1}^G \sum_{l=1}^L \text{sinc}\{\pi(f_{lg}-f_\Phi)T_\Phi\} \times e^{j\phi_{lg}} e^{-j2\pi f_{lg} \tau} e^{j(l-1)U_x} e^{j(g-1)U_y}. \quad (15)$$

Выражение (15) описывает зависимость отклика накопительного фильтра ЭП от углового положения ЭП относительно РЛС по азимуту θ и углу α через их направляющие косинусы U_x и U_y . На практике бывает удобней оперировать углом места ε , определяемым в декартовых координатах как угол между нормалью к апертуре ФАР и направлением на ЭП в вертикальной плоскости. Выражение (10) после преобразования полярных координат в декартовы с учетом соотношения $\text{tg } \alpha = \text{tg } \varepsilon \cdot \cos \theta$ примет вид

$$s_n(t, \theta, \varepsilon) = s_n(t) e^{j\pi(l-1)\sin\theta \cos\{\text{tg}^{-1}[(\text{tg } \varepsilon)\cos\theta]\}} \times e^{j\pi(g-1)\sin\theta \sin\{\text{tg}^{-1}[(\text{tg } \varepsilon)\cos\theta]\}}. \quad (16)$$

Опуская рутинные выкладки, запишем выражение (15) с учетом (16) в виде

$$F_\Phi(\theta, \varepsilon) = \frac{T_\Phi}{Q} \sum_{g=1}^G \sum_{l=1}^L \text{sinc}\{\pi(f_{lg}-f_\Phi)T_\Phi\} e^{j\phi_{lg}} \times e^{j\pi[(l-1)\cos\{\text{tg}^{-1}(\text{tg } \varepsilon \cdot \cos\theta)\} + (g-1)\sin\{\text{tg}^{-1}(\text{tg } \varepsilon \cdot \cos\theta)\}]}. \quad (17)$$

Поскольку угловые координаты ЭП, как правило, априори неизвестны, зависимость $F_\Phi(\theta, \varepsilon)$ (17) является достаточной характеристикой энергетической скрытности.

Результаты. Моделирование работы РЛС с АФАР и ЭП при излучении и приеме многополосных сигналов выполнялось в среде про-

граммирования MATLAB [14]. Угловые характеристики направленности плоской АФАР в азимутальной и угломестной плоскостях, являющиеся основным объектом исследований в описываемой работе, получены методом компьютерного моделирования при воздействии аддитивного гауссовского шума, сопутствующего многоканальному приему сигналов в АЭ АФАР [15]. Моделирование производилось при следующих параметрах РЛС с АФАР:

- общее количество эквидистантных частотных полос зондирующего сигнала N равно числу АЭ плоской квадратной АФАР M : $N = M = 256$;
- главный луч диаграммы направленности РЛС ориентирован по нормали к апертуре ФАР;
- АЭ ненаправленные в передней полуплоскости;
- расстояние между эквидистантными частотными полосами $\Delta f = 10$ кГц;
- поднесущая частота первой полосы $f_{1,1} = 10$ ГГц;
- последующие поднесущие частоты определялись как $f_{n,m} = f_{1,1} + (n-1)\Delta f$;
- постоянная времени накопительного фильтра ЭП $T_\Phi = 1/(N\Delta f)$.

Для оценки энергетической скрытности сигнала при пространственно-частотной модуляции рассмотрим следующие 2 случая, характерные для работы ЭП при незнании положения спектра сигнала на частотной оси:

1. Центральная частота фильтра ЭП f_Φ равна средней частоте сигнала $f_\Phi = f_{\text{ср}} = 0.5(f_1 + f_N)$.

2. Центральная частота фильтра ЭП равна первой поднесущей частоте $f_\Phi = f_1$.

Время анализа в обоих случаях равно $T_\Phi = 1/(N\Delta f)$.

Первый наиболее благоприятный для ЭП случай соответствует полному попаданию энергии сигнала в полосу накопительного фильтра, второй случай предполагает попадание только половины частотных полос в полосу прозрачности фильтра. На рис. 4, а представлена угловая зависимость интенсивности сигнала на входе ЭП в базисе пространственных частот U, V , когда пространственная модуляция в ФАР отсутствует, а начальные фазы ϕ_{lg} поднесущих частот f_{lg} фиксированы и равны: $\phi_{lg} = \text{const}$. Относительный максимум характеристики направленности излучения многополосного сигнала на входе накопительного фильтра $F_\Phi(U, V)_{U=0, V=0} = 223.8$, он близок к пределу, соответствующему числу частотных полос $N = 256$. Некоторое отличие от максимума объясняется непрямоугольной частотной характеристикой накопительного фильтра ЭП, которая при моделировании полагалась равной $\text{sinc}[\pi(f - f_\Phi)T_\Phi]$. На рис. 4, б представлена аналогичная зависимость для сигнала с про-

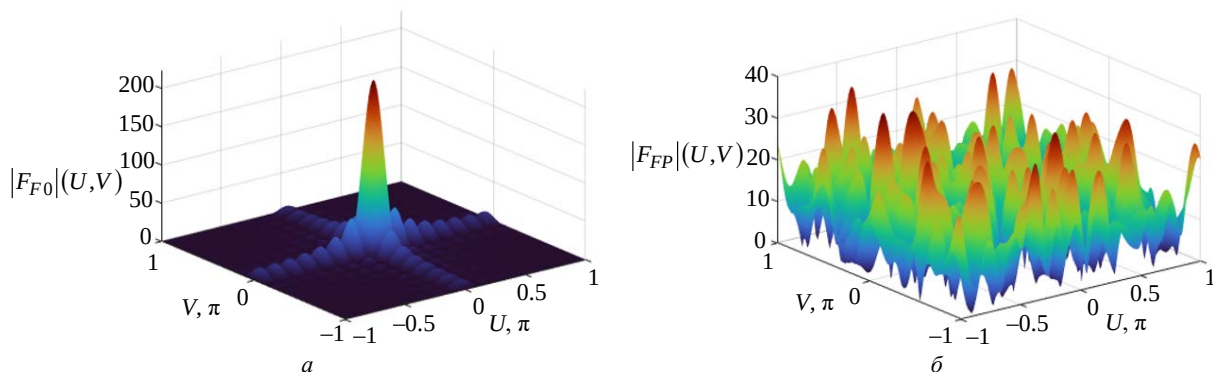


Рис. 4. Угловые зависимости интенсивности сигналов в ЭП для ФАР без пространственной модуляции (а) и с пространственной модуляцией (б). Средняя частота сигнала и фильтра равны $f_\Phi = f_{\text{ср}}$

Fig. 4. Angular dependences of signal intensity in the energy receiver for a phased array without spatial modulation (a) and with spatial modulation (b). The average frequency of the signal and the filter are equal $f_\Phi = f_{\text{ср}}$

пространственно-частотной модуляцией в ФАР. Случайное распределение начальных фаз поднесущих частот приводит к случайному характеру угловой зависимости интенсивности сигнала на входе ЭП. При большом N в силу действия центральной предельной теоремы средний уровень зависимости $F_\Phi(U, V)$, приведенной на рис. 4, б, при идеальном прямоугольном фильтре будет стремиться к $\sqrt{N}$. Для наглядности угловые зависимости на рис. 4 представлены в пространственных координатах в виде одномерных нормированных безразмерных пространственных частот $U = \sin \theta$ и $V = \sin \varepsilon$.

Если положить начальные фазы ϕ_{lg} поднесущих частот f_{lg} случайными, то при отсутствии пространственной модуляции угловая зависимость, представленная на рис. 4, а, будет трансформироваться в случайную реализацию угловой зависимости, близкую по форме и уровню к представленной на рис. 4, б угловой зависимости $F_\Phi(U, V)$. Для сравнения двух сигналов со случайными фазами поднесущих частот ϕ_{lg} на рис. 5 приведены характерные сечения угловой зависимости интенсивности сигналов на входе ЭП $F_\Phi(U, V)$, приведенной на рис. 4, б, при $V = 0$ (а) и при $U = 0$ (б). Синим цветом обозначены кривые, полученные для сигнала со случайными фазами, но без пространственной модуляции при идеальном

прямоугольным накопительным фильтре ЭП. Там же штриховой прямой синего цвета приведено среднее значение угловой зависимости для этого случая. Красным цветом обозначены сечения, полученные при реальном накопительном фильтре с частотной характеристикой $\text{sinc}[\pi(f - f_\Phi)T_\Phi]$. Красной штриховой линией приведены средние значения для случая реального фильтра. Как видно из графиков, средние значения для реального фильтра оказались несколько меньше $\sqrt{N} = 16$ и составили примерно $\gamma = 12.58$. Для прямоугольного фильтра это отличие незначительно, при многократном повторе компьютерного эксперимента при других реализациях случайных фаз среднее значение стремится к $\sqrt{N} = 16$. Для корректности сравнения обоих сигналов реализация случайных фаз взята идентичной, поэтому графики совпадают с точностью до постоянного множителя. Как видно из графиков на рис. 5, средние значения практически совпадают для обеих угловых сечений, что и должно быть при $M_x = M_y$.

Отношение сигналов исследуемой РЛС с пространственной модуляцией и базовой РЛС без пространственной модуляции и фиксированными начальными фазами в накопительном фильтре ЭП $F_\Phi(U, V)_{U=0, V=0} / \gamma = 223.8 / 12.58 = 17.79 > \sqrt{N}$, что характеризует средний выигрыш в энергетической скрытности сравниваемых РЛС. Ана-

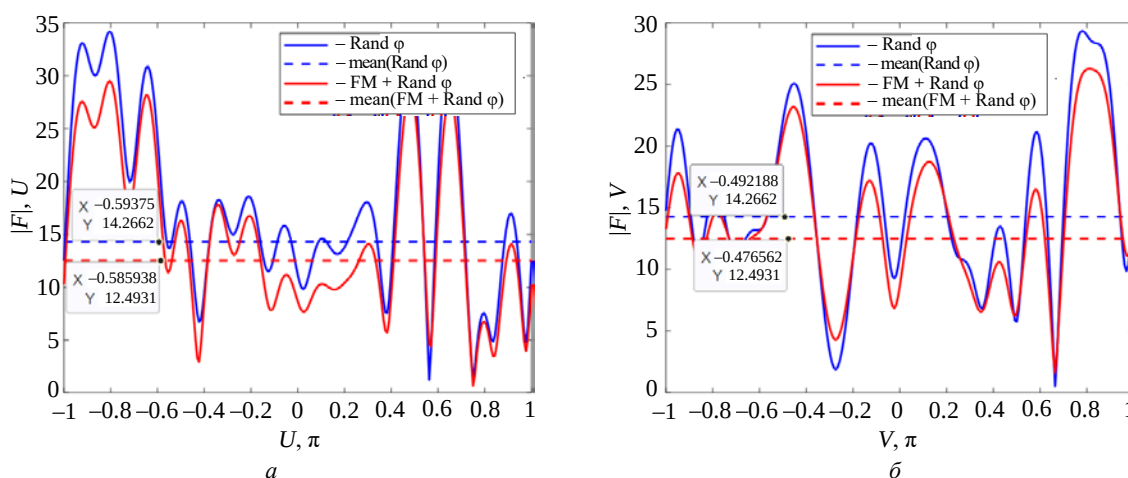


Рис. 5. Сечения угловой зависимости интенсивности сигналов на входе ЭП, приведенной на рис. 4, б, при $V = 0$ (а) и при $U = 0$ (б)

Fig. 5. Cross-sections of the angular dependence of the signal intensity at the input of the energy receiver, shown in Fig. 4, б, at $V = 0$ (а) and at $U = 0$ (б)

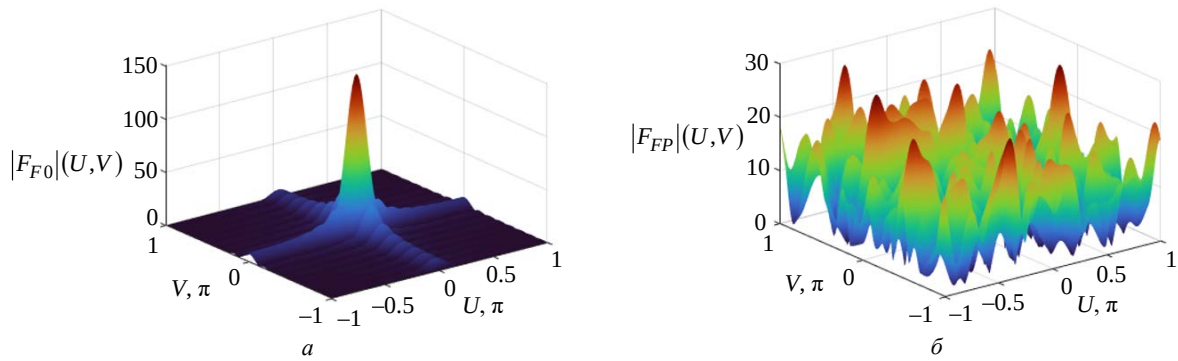


Рис. 6. Угловые зависимости интенсивности сигналов в ЭП для ФАР без пространственной модуляции (а) и с пространственной модуляцией (б). Частота первой полосы сигнала и фильтра равны $f_\phi = f_1$

Fig. 6. Angular dependences of signal intensity in the energy receiver for a phased array without spatial modulation (a) and with spatial modulation (b). The frequency of the first band of the signal and the filter are equal $f_\phi = f_1$

логичное отношение в случае введения случайных фаз поднесущих у исследуемой РЛС с пространственной модуляцией и базовой РЛС без пространственной модуляции фактически стремится к 1. Это свидетельствует об отсутствии выигрыша в энергетической скрытности, однако следует напомнить, что реализация такого режима в базовой РЛС весьма проблематична.

На рис. 6 приведены угловые зависимости для второго случая, когда средняя частота многополосного сигнала находится на срезе частотной характеристики фильтра, $f_\phi = f_1$. Таким образом, в формировании отклика в ЭП, в основном, участвует лишь половина частотных полос. При отсутствии пространственной модуляции уровень максимума угловой зависи-

сти сигнала, накопленного в реальном фильтре ЭП, равен 150.82, что отражает рис. 6, а. При дополнительной пространственной модуляции многополосного сигнала со случайными фазами каждой полосы, как и в первом случае, проявляется случайный характер угловой зависимости накопленного сигнала в ЭП, что иллюстрирует рис. 6, б.

На рис. 7 приведены сечения (сплошные линии) и средний уровень (штриховые линии) угловой зависимости $F_\phi(U, V)$, проходящие через точку с координатами $V = 0$ (рис. 7, а) и $U = 0$ (рис. 7, б). Цветовая гамма графиков соответствует принятой на рис. 5. Как и в первом случае, среднее значение сечений по ортогональным осям в случае прямоугольного фильтра

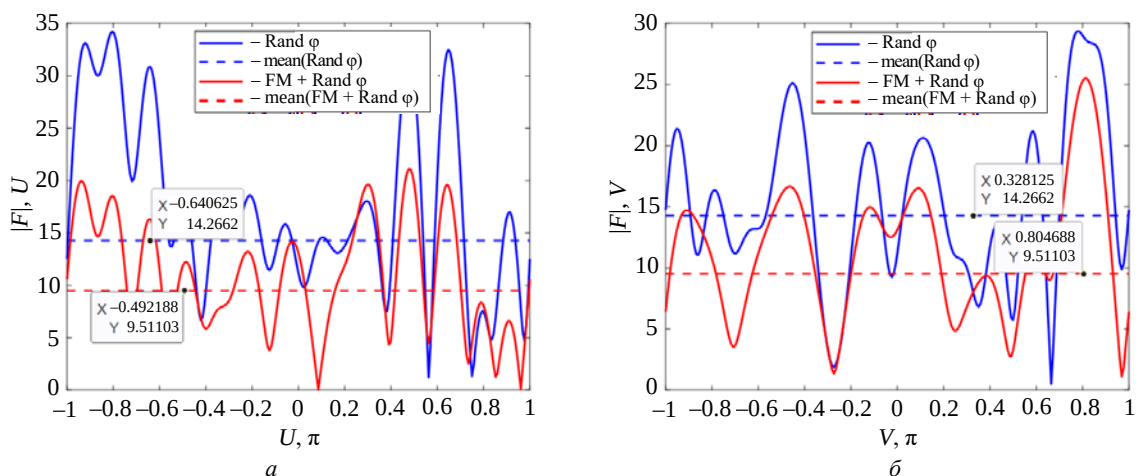


Рис. 7. Сечения угловой зависимости интенсивности сигналов на входе ЭП, приведенной на рис. 6, б, при $V = 0$ (а) и при $U = 0$ (б)

Fig. 7. Cross-sections of the angular dependence of the signal intensity at the input of the energy receiver, shown in Fig. 6, b, at $V = 0$ (a) and at $U = 0$ (b)

стремится к $\sqrt{N}$, в то время как реальный фильтр приводит к существенному снижению среднего уровня $F_{\Phi}(U, V)$ до $\gamma = 9.51$. При этом отношение сигналов исследуемой РЛС с пространственной модуляцией и базовой РЛС без пространственной модуляции с фиксированными начальными фазами поднесущих частот в накопительном фильтре ЭП составляет $F_{\Phi}(U, V)_{U=0, V=0} / \gamma = 150.82 / 9.51 = 15.86$, что немного меньше $\sqrt{N}$, однако это отклонение можно считать несущественным.

Заключение. Проведен анализ скрытности трех видов зондирующих сигналов РЛС с ФАР: многополосного с фиксированными начальными фазами поднесущих; многополосного со случайными начальными фазами поднесущих и многополосного сигнала со случайными начальными фазами поднесущих и дополнительной пространственной модуляцией в плоской ФАР. Выигрыш в среднем уровне сигнала в накопительном фильтре ЭП второго и третьего сигналов относительно первого составляет примерно $\sqrt{N}$, что характеризует энергетическую скрытность, практически не зависит от формы частотной характеристики фильтра. Средние уровни сигналов второго и третьего вида в ЭП

практически эквивалентны, что свидетельствует об их равной энергетической скрытности, однако при практической реализации сигнала второго вида возникают трудности в обеспечении большого динамического диапазона передающих устройств и высокого КПД выходных каскадов усилителей мощности.

В работе предложена структурная схема РЛС с АФАР, использующая многополосный зондирующий сигнал и дополнительную пространственную модуляцию. Рекомендовано использовать кратное соотношение числа полос и числа АЭ, в статье рассмотрен случай их равенства. Для избежания энергетических потерь при введении дополнительной пространственной модуляции многополосного сигнала приемник РЛС следует строить по технологии ММО. При этом дополнительная фазовая модуляция начальных фаз поднесущих по случайному или псевдослучайному закону не усложняет структуру приемника. Показано, что введение дополнительной пространственной модуляции многополосного сигнала не изменяет его ФН.

Проведенные исследования подтвердили возможность и эффективность введения дополнительной пространственной модуляции многополосного сигнала в РЛС с АФАР для повышения скрытности ее работы.

Авторский вклад

Кутузов Владимир Михайлович – формулировка и постановка задачи исследований применения пространственно-частотной модуляции сигналов в ФАР, вывод основных соотношений.

Ипатов Валерий Павлович – анализ корреляционных свойств частотно-модулированных сигналов при пространственном распределении частотных полос по апертуре ФАР.

Мироненко Игорь Германович – формирование требований к многоканальному приемному устройству и реализация приема сигналов с пространственно-частотной модуляцией.

Май Тунг Зыонг – моделирование работы РЛС с пространственно-частотной модуляцией сигналов в ФАР в среде MATLAB с целью оценки энергетической скрытности.

Author's contribution

Vladimir M. Kutuzov, formulation and setting of the research problem regarding the use of spatial-frequency modulation of signals in phased arrays, derivation of the main relationships.

Valery P. Ipatov, analysis of the correlation properties of frequency-modulated signals under spatial distribution of frequency bands across the phased array aperture.

Igor G. Mironenko, formulating requirements for a multi-channel receiving device and implementing the reception of signals with spatial-frequency modulation.

Tùng Dương Mai, modeling the operation of a radar with spatial-frequency modulation of signals in a phased array antenna in the MATLAB environment for the purpose of assessing energy stealth.

Список литературы

1. Principles & Applications of Random FM Radar Waveform Design / S. D. Blunt, J. K. Jakabosky, C. A. Mohr, P. M. McCormick, J. W. Owen, B. Ravenscroft, C. Sahin,

G. D. Zook, C. C. Jones, J. G. Metcalf, T. Higgins // IEEE Aerospace & Electronic Systems Magazine. 2020. Vol. 35, № 10. P. 20–28.

doi: 10.1109/MAES.2019.2953763

2. Пискунов А. В., Литвинов Н. Н., Энверов А. И. Применение частотно-фазоманипулированных сигналов в целях повышения скрытности излучения РЛС // Вестн. Концерна ВКО "Алмаз–Антей". 2023. № 2. С. 11–18.

3. Levanon N., Mozeson E. Radar signals. New Jersey: John Wiley & Sons, 2004. 432 p.

4. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 487 с.

5. Основы проектирования многопозиционных декаметровых РЛС пространственной волны / В. М. Кутузов, А. В. Бархатов, А. В. Безуглов и др.; под ред. В. М. Кутузова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2012. 191 с.

6. Volkov V. Yu. Investigation of the Characteristics of a Frequency Diversity Antenna System // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, St Petersburg, Russia, 03–07 June 2024. IEEE, 2024. Art. № 10564608.

doi: 10.1109/WECONF61770.2024.10564608

7. Volkov V., Avramenko A., Nguyen V. A. Investigation of the Characteristics of a Frequency Diversity Array Antenna // Communications in Computer and Information Science. 2024. Vol. 2112. P. 53–67.

doi: 10.1007/978-3-031-60318-1_5

8. Кутузов В. М., Ипатов В. П., Овчинников М. А. Пространственно-частотная модуляция зондирующих сигналов РЛС с ФАР // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 4. С. 57–72.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-57-72

9. Морская радиолокация / В. И. Винокуров, В. А. Генкин, С. П. Калениченко и др.; под ред. В. И. Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.

10. Радиоэлектронные системы и комплексы. Ч. 1 / В. И. Веремьев, Е. Н. Воробьев, А. А. Коновалов и др. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2022. 156 с.

11. Приемопередающие модули АФАР СВЧ-диапазона / В. А. Иовдальский, А. Г. Далингер, И. А. Соколов, М. С. Карасев; под ред. А. А. Борисова. М.: КУРС, 2025. 200 с.

12. Кутузов В. М., Ипатов В. П., Соколов С. С. Оценка энергетической скрытности РЛС с пространственно-временной модуляцией зондирующего сигнала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 6. С. 30–43.

doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-6-30-43

13. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки / пер с англ.; под ред. Синани. 2-е изд. М.: Техносфера, 2012. 566 с.

14. Фомин Д. М., Жилина Т. Е. Моделирование в MATLAB/Simulink и SCILAB/Scicos / под ред. П. В. Пакшина; Нижегород. гос. техн. ун-т им. Р. Е. Алексеева. Н. Новгород, 2011. 289 с.

15. Кутузов В. М., Май Тунг Зыонг, Жан-Бертранд Баражегетера. Пространственно-временная модуляция зондирующего сигнала на основе функций Уолша в РЛС с ФАР // Сб. докл. Всерос. науч.-практ. конф. "Мультимодальные технологии мониторинга и телекоммуникаций (МТМТ'25)", Санкт-Петербург, 01–03 окт. 2025. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2025. С. 29–34.

Информация об авторах

Кутузов Владимир Михайлович – доктор технических наук (1997), профессор (1998), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), президент университета. Автор более 270 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация.

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

E-mail: vmkutuzov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3438-1361>

Ипатов Валерий Павлович – доктор технических наук (1983), профессор (1985), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Заслуженный деятель науки РФ (2001), почетный радист СССР (1983). Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронная системотехника; статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов.

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

E-mail: vpiratov@etu.ru

Мироненко Игорь Германович – доктор технических наук (1979), профессор (1981), профессор кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Заслуженный деятель науки РФ (1998), почетный радист СССР (1988). Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронная системотехника.

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

E-mail: igmironenko@etu.ru

Май Тунг Зыонг – магистр радиотехники (2025), аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокационные системы; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: maitungduong24@gmail.com

References

1. Blunt S. D., Jakabosky J. K., Mohr C. A., McCormick P. M., Owen J. W., Ravenscroft B., Sahin C., Zook G. D., Jones C. C., Metcalf J. G., Higgins T. Principles & Applications of Random FM Radar Waveform Design. IEEE Aerospace & Electronic Systems Magazine. 2020, vol. 35, no. 10, pp. 20–28. doi: 10.1109/MAES.2019.2953763
2. Piskunov A. V., Litvinov N. N., Enverov A. I. Application of Frequency-Shift and Phase-Shift Keyed Signals to Improve Radar Emission Secrecy. Bulletin of the Almaz-Antey Air and Space Defence Corporation. 2023, no. 2, pp. 11–18. (In Russ.)
3. Levanon N., Mozeson E. Radar Signals. New Jersey, John Wiley & Sons, 2004, 432 p.
4. Ipatov V. P. *Shirokopolosnye sistemy i kodovoe razdelenie signalov. Printsipy i prilozheniya* [Broadband Systems and Code Division of Signals. Principles and Applications]. Moscow, Tekhnosfera, 2007, 487 p. (In Russ.)
5. Kutuzov V. M., Barkhatov A. V., Bezuglov A. V., Verem'ev V. I., Kononov A. A. Fundamentals of Design of Multi-Position Decimeter Sky-Wave Radars. Ed. by V. M. Kutuzov. St Petersburg, Izd-vo SPbSETU "LETI", 2012, 191 p. (In Russ.)
6. Volkov V. Yu. Investigation of the Characteristics of a Frequency Diversity Antenna System. Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems, St Petersburg, Russia, 03–07 June 2024. IEEE, 2024, art. no. 10564608. doi: 10.1109/WECONF61770.2024.10564608
7. Volkov V., Avramenko A., Nguyen V. A. Investigation of the Characteristics of a Frequency Diversity Array Antenna. Communications in Computer and Information Science. 2024, vol. 2112, pp. 53–67. doi: 10.1007/978-3-031-60318-1_5
8. Kutuzov V. M., Ipatov V. P., Ovchinnikov M. A. Spatial Frequency Modulation of Probing Signals from Phased Array Radar Systems. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 4, pp. 57–72. (In Russ.) doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-57-72
9. Vinokurov V. I., Genkin V. A., Kalenichenko S. P. et al. *Morskaya radiolokatsiya* [Marine Radar]. Ed. by V. I. Vinokurov. Leningrad, Shipbuilding, 1986, 256 p. (In Russ.)
10. Verem'ev V. I., Vorob'ev E. N., Kononov A. A., Kutuzov V. M., Marugin A. S., Mikhailov V. N., Orlov V. K. *Radioelektronnye sistemy i komplekсы. Ch. 1.* [Radioelectric Systems and Complexes]. St Petersburg, Izd-vo SPbSETU "LETI", 2022, 156 p. (In Russ.)
11. Iovdal'skij V. A., Dalinger A. G., Sokolov I. A., Karasev M. S. *Priemopere dayushchie moduli AFAR SVCh-diapazona* [Microwave Apaa Transceiver Modules]. Moscow, KURS, 2025, 200 p. (In Russ.)
12. Kutuzov V. M., Ipatov V. P., Sokolov S. S. Energy Stealth Evaluation of Radar Systems with a Space-Time Modulated Probing Signal. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 6, pp. 30–43. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-6-30-43
13. Hansen R.C. Phased Array Antennas. 2nd ed. John Wiley & Sons, 2009. 560 p.
14. Fomin D. M., Zhilina T. E. *Modelirovanie v MATLAB/Simulink i SCILAB/Scicos* [Modeling in MATLAB/Simulink and SCILAB/Scicos]. Ed. by P. V. Pakshin. Nizhny Novgorod State Technical University, Nizhny Novgorod, 2011, 289 p. (In Russ.)
15. Kutuzov V. M., Tùng Dương Mai, Zhan-Bertrand Barazhegetera. *Prostranstvenno-vremennaya modulyatsiya zondiruyushchego signala na osnove funktsii Uolsha v RLS s FAR* [Space-Time Modulation of the Probing Signal Based on Walsh Functions in Phased Array Radars]. Proc. of All-Russ. scientific and Practical Conf. "Multimodal Technologies of Monitoring and Telecommunications (MTMT'25)", St Petersburg, 1–3 Oct. 2025. St Petersburg, Izd-vo SPbSETU "LETI", 2025, pp. 29–34. (In Russ.)

Information about the authors

Vladimir M. Kutuzov, Dr Sci. (Eng.) (1997), Professor (1998) of the Department of Radio Engineering Systems, President of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 270 scientific publications. Area of expertise: radiolocation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: vmkutuzov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3438-1361>

Valery P. Ipatov, Dr Sci. (Eng.) (1983), Professor (1985) of Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. Honored scientist of the RF (2001), honorable radioman of the USSR

(1983). The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: radio-electronic system engineering; statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: vpipatov@etu.ru

Igor G. Mironenko, Dr Sci. (Eng.) (1979), Professor (1981) of Department of Microradioelectronics and Radio Equipment Technology Saint Petersburg Electrotechnical University. Honored scientist of the RF (1998), honorable radioman of the USSR (1988). The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: radio-electronic system engineering.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: igmironenko@etu.ru

Tùng Dương Mai, Master in Radio Engineering (2025), Postgraduate Student of Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: radar systems; digital signal processing.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: maitungduong24@gmail.com

Оценка угловых координат объектов в автомобильных ММО-радарх в условиях многолучевого распространения методами глубокого обучения

Е. В. Лазько¹, С. А. Попков², С. В. Шишанов^{3✉}

¹ Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет
им. Н. И. Лобачевского, Нижний Новгород, Россия

² ПАО «НПО "Алмаз" (им. акад. А. А. Расплетина)», Москва, Россия

³ Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева,
Нижний Новгород, Россия

✉ tribott@mail.ru

Аннотация

Введение. В современных системах помощи водителю важную роль играют радары миллиметрового диапазона (mmWave). Однако в условиях городской застройки эффективность традиционных методов оценки направления прихода сигнала (DOA) снижается из-за эффектов многолучевого распространения, порождающих ложные цели. В статье рассматривается метод распознавания сигналов, вызванных однократным отражением и многолучевым распространением, и оценки их направления прихода.

Цель работы. Разработка и экспериментальное исследование комплексного подхода к оценке угловых координат объектов в ММО-радарх при наличии многолучевого распространения.

Материалы и методы. Реализован двухэтапный конвейер обработки сигналов. На первом этапе выполняется предварительная классификация типа радиолокационного сценария (прямая видимость, многолучевое распространение, множественная цель) с использованием сверточной нейронной сети. На втором этапе осуществляется оценка направления прихода сигнала с помощью стандартного метода MUSIC и метода MUSIC с реконструкцией корреляционной матрицы сигнала. Обучение и проверка выполнялись на гибридном наборе данных, состоящем из данных, сформированных с помощью модели распространения сигнала, и реальных измерений с ММО-радаром TI AWR1843.

Результаты. Предложенный подход позволяет с высокой точностью разрешать сценарии распространения сигнала и оценивать угловые координаты. Исследования проводились на открытом датасете. Показано, что результат классификации согласуется с математической моделью распространения сигнала.

Заключение. Результаты подтверждают эффективность применения предложенного подхода для обнаружения многолучевого распространения, что позволяет повысить надежность оценки сцены ММО-радаром.

Ключевые слова: ММО-радар, физическая и виртуальная антенная решетка, многолучевое распространение, оценка направления прихода, корреляционная матрица

Для цитирования: Лазько Е. В., Попков С. А., Шишанов С. В. Оценка угловых координат объектов в автомобильных ММО-радарх в условиях многолучевого распространения методами глубокого обучения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 4. С. 62–71.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-62-71

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 25.03.2026; принята к публикации после рецензирования 08.07.2026; опубликована онлайн 30.09.2026

Deep Learning-Based Direction-of-Arrival Estimation in Automotive MIMO Radars under Multipath Propagation

Ekaterina V. Lazko¹, Sergey A. Popkov², Sergey V. Shishanov^{3✉}

¹National Research Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod,
Nizhny Novgorod, Russia

²PJSC «NPO "Almaz" n. a. Academician A. A. Raspletin»,
Moscow, Russia

³Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev,
Nizhny Novgorod, Russia

✉ tribott@mail.ru

Abstract

Introduction. Today, millimeter-wave radars are a key component of driver-assistance systems. However, in urban scenarios, the performance of conventional methods for estimating the direction of arrival of signals (DOA) is degraded by multipath effects, which can lead to ghost targets. This article describes an algorithm for classifying signals caused by single reflection and multipath propagation and estimating their DOA.

Aim. To develop and investigate experimentally a method for estimating the angular coordinates of objects in MIMO radars in the presence of multipath propagation.

Materials and methods. A two-stage signal processing algorithm was proposed. In the first stage, a convolutional neural network classifies the signal scenario as one of the following types: direct path, multipath, or multiple target. In the second stage, the direction of arrival is estimated by the standard MUSIC method and a modified MUSIC method based on reconstruction of the signal correlation matrix. Training and validation were performed on a hybrid dataset consisting of data generated using a signal propagation model and actual measurements obtained by a TI AWR1843 MIMO radar.

Results. The proposed algorithm can be used to classify signal propagation scenarios with high accuracy and to estimate the angular coordinates of objects. The proposed method was tested on an open dataset. The results show that the classification results are consistent with the mathematical model of signal propagation.

Conclusion. The proposed approach is effective for multipath detection. The proposed algorithm allows the robustness of MIMO radar scene estimation to be improved.

Keywords: MIMO radar, physical and virtual antenna array, multipath propagation, direction of arrival, correlation matrix

For citation: Lazko E. V., Popkov S. A., Shishanov S. V. Deep Learning-Based Direction-of-Arrival Estimation in Automotive MIMO Radars under Multipath Propagation. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 4, pp. 62–71.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-62-71

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

Submitted 25.03.2026; accepted 08.07.2026; published online 30.09.2026

Введение. В современных системах помощи водителю ключевую роль играют радары миллиметрового диапазона, использующие технологию Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO) [1]. Такой подход обеспечивает высокое пространственное разрешение и точность оценки углов объектов, а также позволяет уменьшить размеры устройства и число физических каналов приема за счет использования нескольких передающих антенных элементов, излучающих ортогональные сигналы [2].

Антенная решетка радара может принимать сигналы, отраженные от объектов, как один раз

(прямой луч), так и несколько раз (многолучевое распространение) [3]. В условиях плотной городской застройки многолучевое распространение может быть вызвано многократным отражением сигнала от зданий, дорожного полотна, других транспортных средств и т. п. Эти сигналы могут приводить к возникновению ложных отметок [4]. Таким образом, классификация сигналов, соответствующих однократному и множественному отражениям, является важной задачей. Корреляция сигналов многократного и однократного отражения, а также то, что они

обладают схожими характеристиками, включая задержку распространения и доплеровский сдвиг частоты, препятствует их различению.

Данная статья посвящена разработке алгоритма различения сигналов, соответствующих прямому лучу, и сигналов, вызванных многолучевым распространением, а также оценке угла прихода сигнала с помощью нейронных сетей. Исследования [5, 6] показывают, что нейронные сети способны аппроксимировать нелинейные зависимости между сигналами, соответствующими разным элементам антенной решетки, выделяя амплитудные и фазовые зависимости и позволяя различать типы сигналов и оценивать углы объектов с высоким разрешением и точностью. Это особенно важно в контексте оценки сцены автомобильным радаром в сложных дорожных сценариях.

Модель сигнала в МИМО антенной решетке. На рис. 1, а показана МИМО антенная решетка с двумя передающими элементами (красные треугольники) и четырьмя приемными элементами (синие треугольники).

На рис. 1, а обозначено: θ_{tx} – направление излучения сигнала; θ_{rx} – направление приема сигнала; $d = \lambda/2$ – расстояние между элементами приемной антенны (λ – длина волны). Расстояние между физическими элементами передающей антенны в 4 раза больше, чем в приемной антенне.

Сигнал, излученный в направлении θ_{tx} , формирует сигнальный вектор между элементами передающей антенной решетки [7]:

$$\mathbf{s}_{tx}(\theta_{tx}) = A_{tx} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{ikd_{tx}(1)\sin(\theta_{tx})} \\ \dots \\ e^{ikd_{tx}(N_{tx}-1)\sin(\theta_{tx})} \end{bmatrix},$$

где A_{tx} – комплексная амплитуда сигнала; $k = 2\pi/\lambda$; $[0, d_{tx}(1), \dots, d_{tx}(N_{tx}-1)]$ – вектор координат элементов передающей антенной решетки.

Пространственный спектр передающей решетки [7]:

$$P_{tx}(\theta) = a_{tx}^H \mathbf{s}_{tx}(\theta_{tx}),$$

где

$$a_{tx} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{ikd_{tx}(1)\sin(\theta_0)} & \dots & e^{ikd_{tx}(1)\sin(\theta_n)} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{ikd_{tx}(N_{tx}-1)\sin(\theta_0)} & \dots & e^{ikd_{tx}(N_{tx}-1)\sin(\theta_n)} \end{bmatrix}$$

– сигнальная матрица (передающая антенна); $[\theta_0, \dots, \theta_n]$ – набор измеряемых углов.

Сигнал, принятый с направления θ_{rx} , формирует сигнальный вектор между элементами приемной антенной решетки [7]:

$$\mathbf{s}_{rx}(\theta_{rx}) = A_{rx} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{ikd_{rx}(1)\sin(\theta_{rx})} \\ \dots \\ e^{ikd_{rx}(N_{rx}-1)\sin(\theta_{rx})} \end{bmatrix},$$

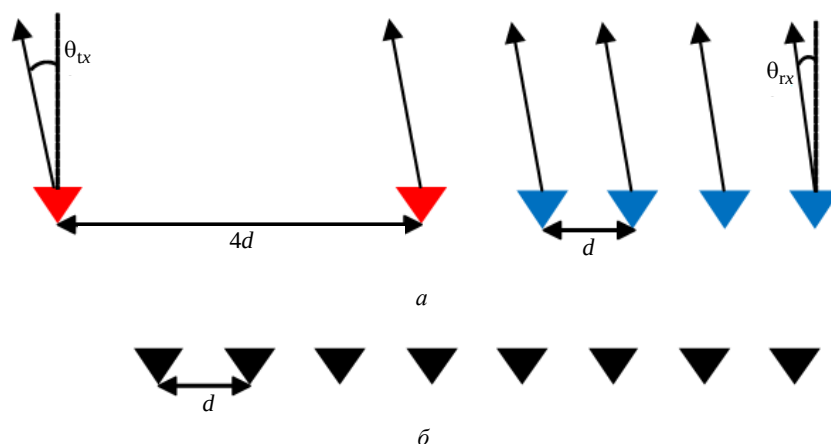


Рис. 1. Физическая (а) и виртуальная (б) антенные решетки

Fig. 1. Physical (a) and virtual (b) antenna array

где A_{rx} – комплексная амплитуда сигнала; $[0, d_{\text{rx}}(1), \dots, d_{\text{rx}}(N_{\text{rx}}-1)]$ – вектор координат элементов приемной антенной решетки.

Пространственный спектр приемной решетки [7]:

$$P_{\text{rx}}(\theta) = a_{\text{rx}}^H s_{\text{rx}}(\theta_{\text{rx}}),$$

где

$$a_{\text{rx}} = \begin{bmatrix} 1 & \dots & 1 \\ e^{ikd_{\text{rx}}(1)\sin(\theta_0)} & \dots & e^{ikd_{\text{rx}}(1)\sin(\theta_n)} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ e^{ikd_{\text{rx}}(N_{\text{rx}}-1)\sin(\theta_0)} & \dots & e^{ikd_{\text{rx}}(N_{\text{rx}}-1)\sin(\theta_n)} \end{bmatrix}$$

– сигнальная матрица (приемная антенна).

На рис. 1, б показана антенная решетка, получаемая с помощью комбинации физических передающей и приемной антенн. Такая решетка называется виртуальной решеткой [7]. Ее сигнальный вектор можно представить как комбинацию сигнальных векторов, соответствующих передающей и приемной решеткам:

$$s_{\text{MIMO}}(\theta_{\text{tx}}, \theta_{\text{rx}}) = s_{\text{tx}}(\theta_{\text{tx}}) \otimes s_{\text{rx}}(\theta_{\text{rx}}) = A_{\text{tx}} A_{\text{rx}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{ik\sin(\theta_{\text{rx}})d_{\text{rx}}(1)} \\ \dots \\ e^{ik\sin(\theta_{\text{rx}})d_{\text{rx}}(N_{\text{rx}}-1)} \\ e^{ik\sin(\theta_{\text{tx}})d_{\text{tx}}(1)} \\ \dots \\ e^{ikd_{\text{rx}}(N_{\text{rx}}-1)\sin(\theta_{\text{rx}})+d_{\text{tx}}(N_{\text{tx}}-1)\sin(\theta_{\text{tx}})} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\otimes$ – произведение Кронекера.

Пространственный спектр виртуальной ре-

шетки – это результат перемножения пространственных спектров передающей и приемной антенн:

$$P_{\text{MIMO}} = (a_{\text{tx}} \otimes a_{\text{rx}})^H (s_{\text{tx}}(\theta_{\text{tx}}) \otimes s_{\text{rx}}(\theta_{\text{rx}})) = (a_{\text{tx}}^H s_{\text{tx}}(\theta_{\text{tx}})) \otimes (a_{\text{rx}}^H s_{\text{rx}}(\theta_{\text{rx}})) = P_{\text{tx}} \otimes P_{\text{rx}}. \quad (2)$$

Классификация и оценка направления прихода сигнала. На рис. 2 показана геометрия измерений угла для случая сигнала, соответствующего прямому лучу (рис. 2, а), и многолучевому распространению (рис. 2, б).

Для сигнала, соответствующего прямому лучу, направление излучения совпадает с направлением приема $\theta_{\text{tx}} = \theta_{\text{rx}} = \theta$. Тогда сигнальный вектор (1) можно представить в виде

$$s_{\text{MIMO}}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{ik\sin(\theta)d_{\text{rx}}(1)} \\ \dots \\ e^{ik\sin(\theta)d_{\text{rx}}(N_{\text{rx}}-1)+d_{\text{tx}}(N_{\text{tx}}-1)} \end{bmatrix}.$$

Для сигнала, соответствующего многолучевому распространению, направление излучения не совпадает с направлением приема, $\theta_{\text{tx}} \neq \theta_{\text{rx}}$. Тогда разность фаз между элементами эквивалентной виртуальной антенной решетки изменится скачкообразно. Значение скачка фазы зависит от разности углов излучения и приема. В соответствии с (1) скачок фазы аналогичен изменению геометрии виртуальной антенной решетки относительно углов θ_{tx} и θ_{rx} .

В реальной ситуации сигнальный вектор на выходе антенной решетки может представлять

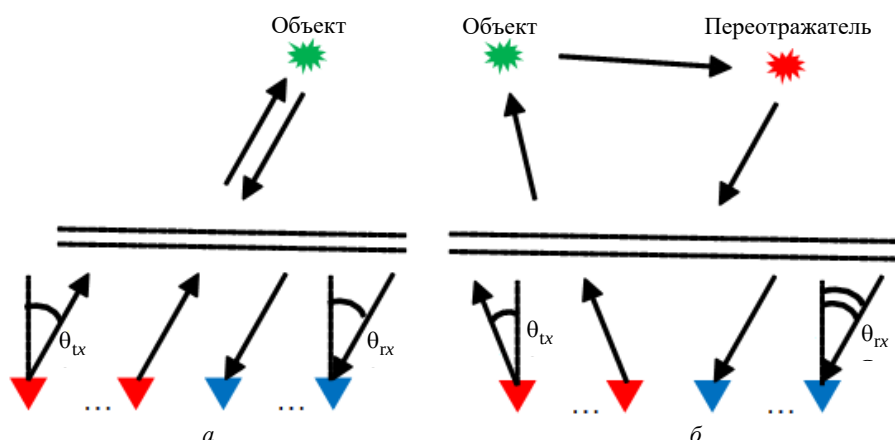


Рис. 2. Геометрия измерений: а – прямой луч; б – многолучевое распространение

Fig. 2. Geometry of measurements: а – direct path; б – multipath

собой сумму сигналов, отраженных от разных объектов, соответствующих однократному отражению от нескольких целей в одном элементе разрешения, но с разной эффективной площадью рассеяния. Разрешающая способность современных автомобильных радаров по дальности и скорости составляет около 0.5 м и 0.2 м/с [8]. В результате в ячейку по дальности/радиальной скорости обычно попадает одна или 2 цели. Поэтому для дальнейшего анализа ограничимся тремя классами: одна цель, две цели и многолучевое распространение.

Для классификации сценария распространения сигнала и оценки направления его прихода был разработан двухэтапный алгоритм обработки. На первом этапе производится классификация на основе нейросетевого подхода, на втором этапе – оценка угловых координат.

На рис. 3 представлена архитектура нейронной сети для классификации сценария распространения сигнала для антенной решетки, изображенной на рис. 1.

В качестве идеи для архитектуры использовалась архитектура нейронной сети VGG16 [9]. На вход сети поступает комплексный сигнальный вектор с выхода антенной решетки. Нейронная сеть состоит из двух комплексных сверточных слоев с ядрами размерностью 2, блока вычисления модуля и двух полносвязных слоев. В качестве функции активации в сверточных слоях используется гиперболический тангенс (tanh), в полносвязных слоях – функ-

ции ReLU и softmax соответственно. Сигналы, соответствующие многолучевому распространению, не представляют интереса для дальнейшей обработки, поэтому на втором этапе угол оценивается только для сигналов, классифицированных как однократное отражение. При этом число объектов используется как дополнительная информация для алгоритма вычисления угла прихода сигнала.

Для оценки направления прихода сигнала обычно используют алгоритмы высокого разрешения, основанные на оценке псевдоспектра сигнала: MUSIC, Root-MUSIC, Capon [10]. Эти алгоритмы используют корреляционную матрицу сигнала, однако в реальной ситуации можно получить только ее выборочную оценку. При этом часто корреляционная матрица оценивается по одному измерению из-за перемещения наблюдаемого объекта. В этом случае используют различные процедуры сглаживания, основанные на процедуре forward-backward smoothing [11]. Однако такой подход уменьшает максимально достижимое разрешение по углу [12]. Альтернативный подход заключается в реконструкции корреляционной матрицы сигнала на основе нейронной сети [13, 14]. Пример архитектуры нейронной сети для случая 8-элементной антенной решетки, изображенной на рис. 1, показан на рис. 4.

Входными данными является выборочная оценка корреляционной матрицы сигнала, которая преобразуется во входной вектор и пода-

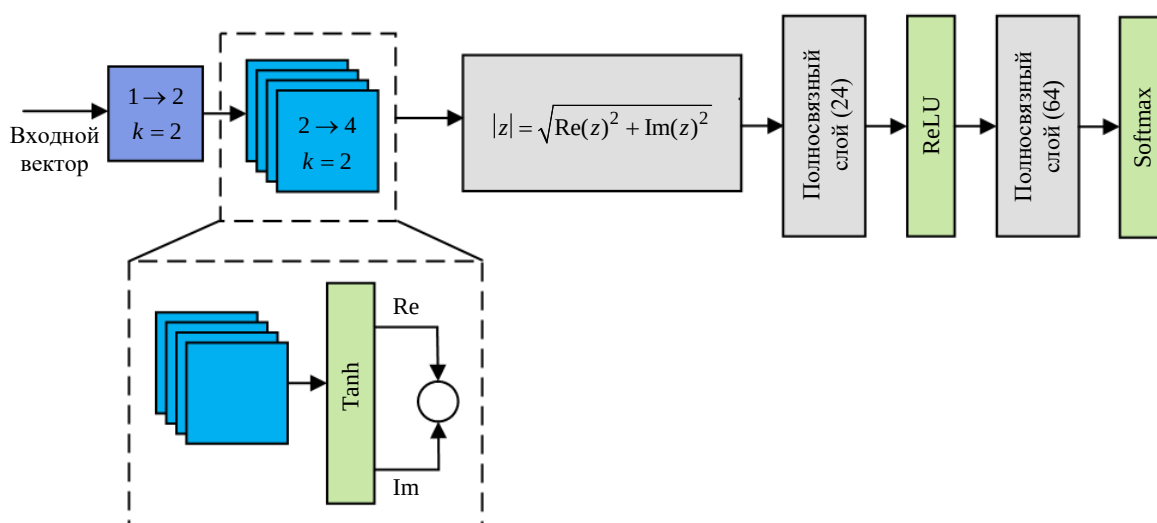


Рис. 3. Архитектура нейронной сети классификатора сценария распространения сигнала

Fig. 3. Neural network architecture of the signal propagation scenario classifier

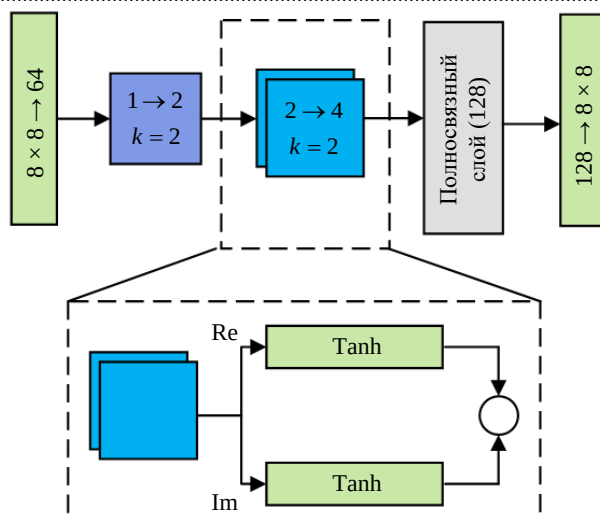


Рис. 4. Архитектура нейронной сети для реконструкции корреляционной матрицы сигнала

Fig. 4. Neural network architecture for signal correlation matrix reconstruction

ется на вход нейронной сети. Нейронная сеть состоит из двух комплексных сверточных слоев с ядрами размерностью 1 и 2 с функцией активации гиперболического тангенса и слоями пакетной нормализации для вещественной и мнимой частей сигнала, и полносвязного слоя. Вектор на выходе полносвязного слоя преобразуется в матрицу.

Экспериментальное исследование. Нейронные сети для классификации сценариев распространения сигнала и для восстановления корреляционной матрицы сигнала обучались в 2 этапа. На первом этапе для обучения использовался датасет, сформированный с помощью модели (1). На втором этапе использовался размеченный датасет с открытого набора данных с радиолокационными измерениями, описанными в [15]. Записанные данные были получены с помощью платы TI AWR 1843 с двумя передаю-

щими антеннами (красные прямоугольники) и четырьмя приемными антеннами (синие прямоугольники), как показано на рис. 5 [16].

В качестве зондирующего сигнала служила непрерывная пачка из 255 ЛЧМ-импульсов (так называемых быстрых чирпов) с центральной частотой 77 ГГц, шириной спектра частот излучаемого сигнала 670 МГц (разрешающая способность по дальности составляет 22.39 см), длительностью 15.3 мс (разрешающая способность по скорости составляет 0.1275 м/с). Для разнесения сигналов передатчика применялся метод временного мультиплексирования (TDM). На рис. 6, а показана фотография сценария с двумя пешеходами, на рис. 6, б – карта в координатах дальность/радиальная скорость. Для обнаружения сигнала использовался CA-CFAR с уровнем порога, составляющим +5 дБ относительно

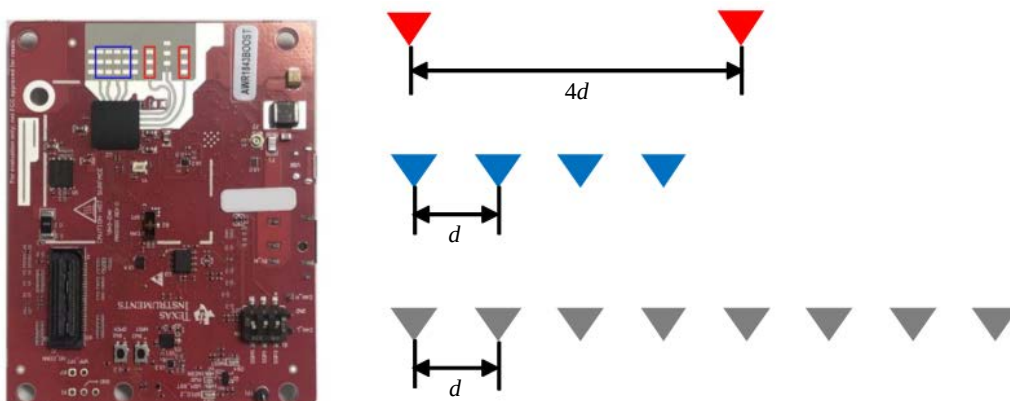


Рис. 5. Экспериментальная плата: фотография платы и геометрия MIMO антенной решетки

Fig. 5. Experimental board: photo of the board and geometry of the MIMO antenna array

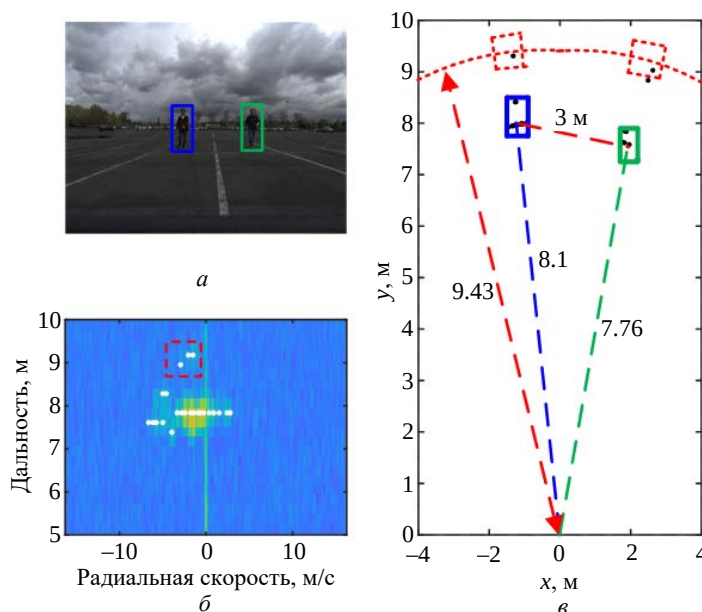


Рис. 6. Сценарий эксперимента: *a* – фотография сцены; *б* – карта дальность/радиальная скорость; *в* – геометрия измерений

Fig. 6. Experimental scenario: *a* – photo of the scene; *б* – range/radial velocity map; *в* – geometry of measurements

уровня шума [7]. Белым цветом обозначены точки, которые превысили порог обнаружителя.

На рис. 6, *в* показана геометрия измерений сцены. Левый и правый пешеходы обозначены синим и зеленым прямоугольниками соответственно. Дальность от радара до них составляет приблизительно $R_L = 8.1$ м и $R_R = 7.76$ м, расстояние между пешеходами – 3 м. Тогда дальность до области, где будут располагаться точки, соответствующие многолучевому распространению, вызванному отражением от левого, а затем от правого пешехода и наоборот, составит $R = (8.1 + 7.76 + 3)/2 = 9.43$ м. В соответствии с (2) пространственный спектр виртуальной решетки – это перемножение пространственных спектров приемной и передающей решеток. Так как число элементов передающей решетки равно двум, то пространственный спектр виртуальной решетки определяется в основном пространственным спектром приемной решетки. Тогда азимутальные углы точек, соответствующих многолучевому распространению, будут близки к реальным углам пешеходов. Области теоретического расположения точек, соответствующих многолучевому распространению, выделены красными прямоугольниками.

На рис. 7 показан результат оценки декартовых координат для сценария, изображенного на рис. 6.

На рис. 7, *а*, *б* серыми и синими точками показаны оценка координат точек, распознанных алгоритмом как одна цель и две цели в одном элементе разрешения карты в координатах дальность/радиальная скорость. Для оценки угла обнаруженных точек использовался стандартный алгоритм MUSIC (рис. 7, *а*) и MUSIC с реконструкцией корреляционной матрицы сигнала (рис. 7, *б*). При этом точки, обозначенные красным прямоугольником на рис. 6, были классифицированы на первом этапе как сигнал, соответствующий многолучевому распространению, и исключались из анализа. Пространственные псевдоспектры для случая одной (зеленая точка) и двух (розовая точка) целей показаны на рис. 7, *в* и *г*. Синяя кривая соответствует стандартному алгоритму, черная – использующему нейронную сеть реконструкции корреляционной матрицы сигнала. Из рис. 7, *в* видно, что в псевдоспектре имеется один ярко выраженный пик, соответствующий отражению от левого пешехода. В пространственном спектре на рис. 7, *г* видны 2 ярко выраженных пика, соответствующие сигналам, отраженному и принятому от левого и правого пешеходов. Из рисунков видно, что при использовании нейронной сети уровень флуктуаций в пределах диапазона оцениваемых углов уменьшился, что повышает качество их оценки.

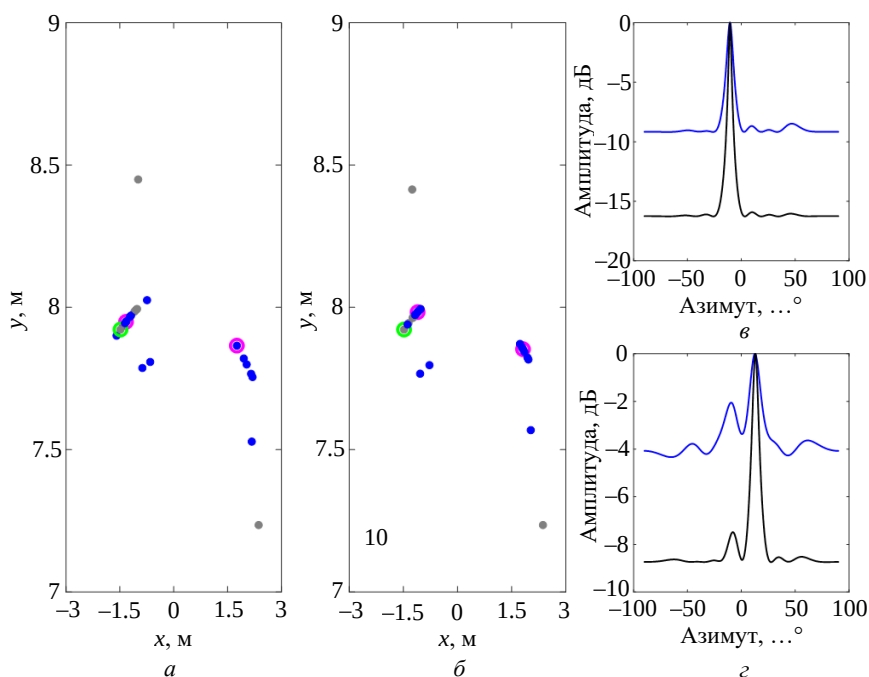


Рис. 7. Оценка декартовых координат: *a* – методом MUSIC; *б* – методом реконструкции корреляционной матрицы; *в* – оценка псевдоспектра для одного объекта; *г* – для двух объектов

Fig. 7. Cartesian coordinates estimation: *a* – MUSIC method; *б* – covariance matrix reconstruction method; *в* – pseudospectrum estimation for one object; *г* – two objects

Закключение. В радиолокационных системах эффект многолучевого распространения возникает из-за многократного отражения сигнала от объектов на пути распространения к объекту и обратно, что приводит к искажению принимаемого сигнала и формированию ложных отметок. Для обнаружения таких сигналов был разработан двухэтапный алгоритм, предусматривающий классификацию сигналов, вызванных однократным отражением и многократным отражением от нескольких объек-

тов, а также оценку угла. Для классификации сценария распространения сигнала была предложена нейронная сеть, состоящая из сверточных и полносвязных слоев. Для повышения качества оценки направления прихода сигнала предложено использовать нейронную сеть, которая восстанавливает корреляционную матрицу сигнала. Анализ показал, что такой подход позволяет повысить качество оценки сцены в реальных условиях с множеством объектов.

Список литературы

1. Automotive radars: A review of signal processing techniques / S. M. Patole, M. Torlak, D. Wang, M. Ali // IEEE Signal Processing Magazine. 2017. Vol. 34, iss. 2. P. 22–35. doi: 10.1109/MSP.2016.2628914
2. MIMO radar theory and experimental results / F. C. Robey, S. Coutts, D. Weikle, J. C. McHarg, K. Cuomo // Conf. Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, USA, 07–10 Nov. 2004. IEEE, 2004. P. 300–304. doi: 10.1109/ACSSC.2004.1399141
3. Biallawons O., Ender J. H. G. Multipath Detection by using Space-Space Adaptive Processing (SSAP) with MIMO Radar // Intern. Conf. on Radar, Brisbane, Australia, 27–31 Aug. 2018. IEEE, 2018. P. 1–4. doi: 10.1109/RADAR.2018.8557221
4. Longman O., Villeval Sh., Bilik I. Multipath Ghost Targets Mitigation in Automotive Environments.

- IEEE Radar Conf. (RadarConf21), Atlanta, USA, 07–14 May 2021. IEEE, 2021. P. 1–5. doi: 10.1109/RadarConf2147009.2021.9455253
5. Advancing Subspace Representation Learning for DOA Estimation using Sparse Arrays / R. Yang, Y. Hu, Sh. Sun, Y. D. Zhang // Proc. of the 59th Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, California, USA, 26–29 Oct. 2025. IEEE, 2025. P. 1–15. doi: 10.1109/IEEECONF67917.2025.11443901
6. Lee Ch. Y., Hasegawa H., Gao Sh. Complex-Valued Neural Networks: A Comprehensive Survey // IEEE/CAA J. of Automatica Sinica. 2022. Vol. 9, iss. 8. P. 1406–1426. doi: 10.1109/JAS.2022.105743
7. Skolnik M. I. Radar Handbook. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1990. 1328 p.
8. Waldschmidt C., Hasch J., Menzel W. Automotive Radar – From First Efforts to Future Systems // IEEE J. of Microwaves. 2021. Vol. 1, iss. 1. P. 135–148. doi: 10.1109/JMW.2020.3033616

9. Simonyan K., Zisserman A. Very deep convolutional networks for large-scale image recognition // 3rd Intern. Conf. on Learning Representations (ICLR 2015), San Diego, California, USA, 7–9 May 2015. IEEE, 2015. P. 1–14.

10. Spielman D., Paulraj A., Kailath T. Performance analysis of the MUSIC algorithm // IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Tokyo, Japan, 07–11 Apr. 1986. IEEE, 1986. P. 1909–1912.
doi: 10.1109/ICASSP.1986.1168872

11. Changgan Sh., Yumin L. An improved forward/backward spatial smoothing Root-MUSIC algorithm based on signal decorrelation // IEEE Workshop on Advanced Research and Technology in Industry Applications, Ottawa, ON, 29–30 Sept. 2014. IEEE, 2014. P. 1252–1255.
doi: 10.1109/WARTIA.2014.6976509

12. Wang Y., Si W., Wang K. A real-valued MUSIC algorithm with forward/backward technique // Intern. Applied Computational Electromagnetics Society Symp., Firenze, Italy, 26–30 March 2017. IEEE, 2017. P. 1–3.

doi: 10.23919/ROPACES.2017.7916026

13. Deep Learning-based Covariance Matrix Reconstruction for DOA Estimation / A. M. Alam, C. O. Ayna, S. Biswas, J. T. Rogers, J. E. Ball, A. C. Gurbuz // IEEE Radar Conf., Denver, CO, USA, 06–10 May 2024. IEEE, 2024. P. 1–6.

doi: 10.1109/RadarConf2458775.2024.10548988

14. Direction-of-Arrival Estimation Using Deep Learning With Covariance Matrix Reconstruction Under Limited Snapshots / Y. Zhao, J. Liu, X. Fan, H. Cao // IET Electronic Let. 2025. Vol. 61, iss. 1. Art. № e70373.
doi: 10.1049/ell2.70373

15. RAMP-CNN: A Novel Neural Network for Enhanced Automotive Radar Object Recognition / X. Gao, G. Xing, S. Roy, H. Liu // IEEE Sensor J. 2021. Vol. 21, iss. 4. P. 5119–5132.

doi: 10.1109/JSEN.2020.3036047

16. AWR1843BOOST and IWR1843BOOST Single-Chip mmWave Sensing Solution User's Guide (Rev. B). URL: <https://www.ti.com/tool/AWR1843BOOST#tech-docs> (дата обращения: 10.02.2026)

Информация об авторах

Лазько Екатерина Васильевна – студентка 4-го курса физического факультета по направлению "Информационные технологии в системах космической связи" Национального исследовательского Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского. Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – нейронные сети; машинное обучение; компьютерное зрение в системах лидарного типа.

Адрес: Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского, пр. Гагарина, д. 23, Нижний Новгород, 603022, Россия
E-mail: Lisickanet3@gmail.com

Попков Сергей Алексеевич – кандидат физико-математических наук (2014), ведущий инженер-программист ПАО «НПО "Алмаз" (им. акад. А. А. Расплетина)». Автор 70 научных работ. Сфера научных интересов – микросистемная техника и нейросетевые технологии.

Адрес: ПАО «НПО "Алмаз" (им. акад. А. А. Расплетина)», ул. Дмитровское ш., д. 110, Москва, 127411, Россия
E-mail: popkov-fzf@yandex.ru

Шишанов Сергей Валерьевич – кандидат технических наук (2018), доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 19 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация и радионавигация.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия
E-mail: tribott@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0001-4048-1959>

References

1. Patole S. M., Torlak M., Wang D., Ali M. Automotive Radars: a Review of Signal Processing Techniques. IEEE Signal Processing Magazine. 2017, vol. 34, iss. 2, pp. 22–35.

doi: 10.1109/MSP.2016.2628914

2. Robey F. C., Coutts S., Weikle D., McHarg J. C., Cuomo K. MIMO Radar Theory and Experimental Results. Conf. Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, USA, 07–10 Nov. 2004. IEEE, 2004, pp. 300–304.

doi: 10.1109/ACSSC.2004.1399141

3. Biallawons O., Ender J. H. G. Multipath Detection by using Space-Space Adaptive Processing (SSAP) with MIMO Radar. Intern. Conf. on Radar, Brisbane, Australia, 27–31 Aug. 2018. IEEE, 2018, pp. 1–4.

doi: 10.1109/RADAR.2018.8557221

4. Longman O., Villeval Sh., Bilik I. Multipath Ghost Targets Mitigation in Automotive Environments. IEEE Radar Conf. (RadarConf21), Atlanta, USA, 07–14 May 2021. IEEE, 2021, pp. 1–5.

doi: 10.1109/RadarConf2147009.2021.9455253

5. Yang R., Hu Y., Sun Sh., Zhang Y. D. Advancing Subspace Representation Learning for DOA Estimation using Sparse Arrays. Proc. of the 59th Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, California, USA, 26–29 Oct. 2025. IEEE, 2025, pp. 1–15.

doi: 10.1109/IEEECONF67917.2025.11443901

6. Lee Ch. Y., Hasegawa H., Gao Sh. Complex-Valued Neural Networks: A Comprehensive Survey. IEEE/CAA J. of Automatica Sinica. 2022, vol. 9, iss. 8, pp. 1406–1426.

doi: 10.1109/JAS.2022.105743

7. Skolnik M. I. Radar Handbook. 2nd ed. New York, McGraw-Hill, 1990, 1328 p.
8. Waldschmidt C., Hasch J., Menzel W. Automotive Radar – From First Efforts to Future Systems. IEEE J. of Microwaves. 2021, vol. 1, iss. 1, pp. 135–148. doi:10.1109/JMW.2020.3033616
9. Simonyan K., Zisserman A. Very Deep Convolutional Networks for Large-Scale Image Recognition. 3rd Intern. Conf. on Learning Representations (ICLR 2015), San Diego, California, USA, 7–9 May 2015. IEEE, 2015, pp. 1–14.
10. Spielman D., Paulraj A., Kailath T. Performance Analysis of the MUSIC Algorithm. IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Tokyo, Japan, 07–11 April 1986. IEEE, 1986, pp. 1909–1912. doi: 10.1109/ICASSP.1986.1168872
11. Changgan Sh., Yumin L. An Improved forward/Backward Spatial Smoothing Root-MUSIC Algorithm Based on Signal Decorrelation. IEEE Workshop on Advanced Research and Technology in Industry Applications, Ottawa, ON, 29–30 Sept. 2014. IEEE, 2014, pp. 1252–1255. doi: 10.1109/WARTIA.2014.6976509
12. Wang Y., Si W., Wang K. A Real-Valued MUSIC Algorithm with Forward/Backward Technique. Intern. Applied Computational Electromagnetics Society Symp., Firenze, Italy, 26–30 March 2017. IEEE, 2017, pp. 1–3. doi: 10.23919/ROPACES.2017.7916026
13. Alam A. M., Ayna C. O., Biswas S., Rogers J. T., Ball J. E., Gurbuz A. C. Deep Learning-Based Covariance Matrix Reconstruction for DOA Estimation. IEEE Radar Conf., Denver, CO, USA, 06–10 May 2024. IEEE, 2024, pp. 1–6. doi: 10.1109/RadarConf2458775.2024.10548988
14. Zhao Y., Liu J., Fan X., Cao H. Direction-of-Arrival Estimation Using Deep Learning With Covariance Matrix Reconstruction Under Limited Snapshots. IET Electronic Let. 2025, vol. 61, iss. 1, art. no. e70373. doi: 10.1049/ell2.70373
15. Gao X., Xing G., Roy S., Liu H. RAMP-CNN: A Novel Neural Network for Enhanced Automotive Radar Object Recognition. IEEE Sensor J. 2021, vol. 21, iss. 4, pp. 5119–5132. doi: 10.1109/JSEN.2020.3036047
16. AWR1843BOOST and IWR1843BOOST Single-Chip mmWave Sensing Solution User's Guide (Rev. B). Available at: <https://www.ti.com/tool/AWR1843BOOST#tech-docs> (accessed: 10.02.2026)

Information about the authors

Ekaterina V. Lazko, 4th year student of the Faculty of Physics in Information Technologies in Space Communication Systems of the National Research Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: neural networks; machine learning; computer vision in lidar-type systems. Address: National Research Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod, 23, Gagarin Ave., Nizhny Novgorod 603022, Russia
E-mail: Lisickanet3@gmail.com

Sergey A. Popkov, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2014), Lead Software Engineer of PJSC «NPO "Almaz" n. a. Academician A. A. Raspletin». The author of 70 scientific publications. Area of expertise: microsystem engineering and neural network technologies. Address: PJSC «NPO "Almaz" n. a. Academician A. A. Raspletin», 110, Dmitrovskoe Highway, Moscow 127411, Russia
E-mail: popkov-fzf@yandex.ru

Sergey V. Shishanov, Cand. Sci. (Eng.) (2018), Associate Professor of the Department of Information radio systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 19 scientific publications. Area of expertise: radar and radio navigation. Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minina St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: tribott@mail.ru
<https://orcid.org/0009-0001-4048-1959>

Исследование свободной поверхностной энергии тонкой пленки COANP с разной концентрацией фуллеренов C₇₀

А. С. Воробьев^{1✉}, С. А. Корягин^{1,2}, Н. В. Каманина^{1,2,3}

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

²Петербургский институт ядерной физики им. Б. П. Константинова
НИИ "Курчатовский институт", Гатчина, Россия

³АО "НПО Государственный оптический институт им. С. И. Вавилова",
Санкт-Петербург, Россия

✉ vorobevanton1285@gmail.com

Аннотация

Введение. Управление поверхностными свойствами тонкопленочных органических систем, такими, как смачиваемость и адгезия, является ключевой задачей для их применения в оптоэлектронике и фотонике. Модификация поверхности за счет введения наночастиц – перспективный подход к целенаправленному изменению этих свойств. В частности, изучение влияния фуллеренов на свободную поверхностную энергию (СПЭ) органических пленок открывает возможности для создания материалов с заданными функциональными характеристиками, например оптических ограничителей лазерного излучения.

Цель работы. Экспериментальное исследование влияния фуллерена C₇₀ на свободную поверхностную энергию и ее составляющие (полярную и дисперсионную) тонких пленок 2-циклооктиламино-5-нитропиридина (COANP). Расчет СПЭ для трех образцов методом OWRK на основе измерения краевых углов смачивания.

Материалы и методы. Объекты исследования: тонкие пленки COANP, сенсibilизированные фуллереном C₇₀, сформированные методом центрифугирования на стеклянных подложках. Измерение краевых углов смачивания проведено на специализированной установке ОСА 15ЕС с использованием дистиллированной воды и жидкого вазелина ЛП-004836. Обработка сечения капли выполнялась методом аппроксимации эллипсом в программном обеспечении прибора.

Результаты. Показано, что введение фуллеренов C₇₀ в объем органической пленки приводит к существенному изменению ее поверхности: значительному снижению общей поверхностной энергии и кардинальному изменению ее структуры за счет резкого уменьшения полярной составляющей. Установлена зависимость поверхностных свойств от концентрации наночастиц. Обсуждается вклад модификации поверхности в такие нелинейно-оптические механизмы, как отражение лазерного пучка, что важно для объяснения снижения энергии проходящего мощного излучения в сенсibilизированных системах.

Заключение. Полученные результаты демонстрируют возможность целенаправленного управления поверхностной энергией и смачиваемостью тонкопленочных систем COANP посредством их сенсibilизации фуллеренами. Установленные закономерности открывают перспективы для применения данных материалов в устройствах оптоэлектроники и фотоники, включая оптические ограничители, модуляторы и дисплейные элементы, где ключевую роль играют контролируемые адгезионные и нелинейно-оптические свойства.

Ключевые слова: свободная поверхностная энергия, COANP (2-циклооктиламин-5-нитропиридин), фуллерены C₇₀, угол подвеса, метод OWRK, поверхностная шероховатость, полярная и дисперсионная составляющие поверхностной энергии

Для цитирования: Воробьев А. С., Корягин С. А., Каманина Н. В. Исследование свободной поверхностной энергии тонкой пленки COANP с разной концентрацией фуллеренов C₇₀ // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 4. С. 72–83.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-72-83

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 25.12.2025; принята к публикации после рецензирования 04.02.2026; опубликована онлайн 30.09.2026

Free Surface Energy of COANP Thin Films Doped with C₇₀ Fullerene: A Study of Concentration Effects

Anton S. Vorobiev^{1✉}, Sergei A. Koryagin^{1,2}, Natalia V. Kamanina^{1,2,3}

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²Petersburg Nuclear Physics Institute, National Research Center "Kurchatov Institute", Gatchina, Russia

³S. I. Vavilov State Optical Institute Association, St Petersburg, Russia

✉ vorobevanton1285@gmail.com

Abstract

Introduction. Tuning surface properties such as wettability and adhesion in thin-film organic systems is key to their use in optoelectronics and photonics. Surface modification via nanoparticle doping is a promising route for tailoring these properties. Specifically, studying the impact of fullerenes on the free surface energy (FSE) of organic films offer opportunities for engineering materials with targeted functionality, e. g., for use in optical limiters.

Aim. To investigate the effect of C₇₀ fullerene on the FSE and its components (polar and dispersive) of 2-cyclooctylamino-5-nitropyridine (COANP) thin films. FSE was calculated for three samples using the OWRK method based on contact angle measurements.

Materials and methods. The study objects were COANP thin films sensitized with C₇₀ fullerene, spin-coated onto glass substrates. Contact angles were measured using an OCA 15EC setup with distilled water (polar liquid) and liquid petrolatum LP-004836 (nonpolar liquid). Drop profile analysis was performed via ellipse approximation using the software of the setup.

Results. Doping the organic film with C₇₀ fullerenes significantly alters its surface: a substantial drop in total surface energy and a major shift in its structure due to a sharp decrease in the polar component. The dependence of surface properties on nanoparticle concentration was established. The contribution of surface modification to nonlinear optical mechanisms, such as laser beam reflection, is discussed, which is crucial for explaining the reduction in transmitted high-power radiation energy in sensitized systems.

Conclusion. The results demonstrate the feasibility of tailoring the surface energy and wettability of COANP thin-film systems through fullerene sensitization. The established trends show promise for applying these materials in optoelectronic and photonic devices, including optical limiters, modulators, and display elements, where controlled adhesion and nonlinear optical properties are critical.

Keywords: free surface energy, COANP (2-cyclooctylamino-5-nitropyridine), C₇₀ fullerenes, contact angle, OWRK method, surface roughness, polar and dispersive surface energy components

For citation: Vorobiev A. S., Koryagin S. A., Kamanina N. V. Free Surface Energy of COANP Thin Films Doped with C₇₀ Fullerene: A Study of Concentration Effects. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 4, pp. 72–83.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-72-83

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

Submitted 25.12.2025; accepted 04.02.2026; published online 30.09.2026

Введение. Граница раздела фаз разных агрегатных состояний вещества довольно тщательно исследуется научно-техническими группами в РФ и за рубежом. Это обусловлено тем, что поверхность создаваемых композитов существенно влияет на базовые параметры материала. Такой процесс, к примеру, находит широкое применение при создании оптических

ограничителей лазерного излучения, при модуляции и конверсии излучения, при создании сенсорных устройств, а также в дисплейной технике [1–5]. Так, для оптических ограничителей сенсбилизация органических тонкопленочных систем с внутримолекулярным донорно-акцепторным взаимодействием предполагает не только проявление поглощения за счет

Исследование свободной поверхностной энергии тонкой пленки COANP с разной концентрацией фуллеренов C₇₀

Free Surface Energy of COANP Thin Films Doped with C₇₀ Fullerene:
A Study of Concentration Effects

межмолекулярного комплексобразования, но и вводит дополнительный механизм отвода энергии (мощности, плотности энергии электромагнитной волны) при отражении от модифицированной поверхности. Таким образом, часть энергии поглощается сенсibilизированным материалом как за счет свойств матрицы, так и особенностей сенсibilизатора, а часть учитывается за счет свойств поверхности. Также, к примеру, в аналогах дисплейных элементов сенсibilизация жидкокристаллической (ЖК) мезофазы приводит к улучшению быстродействия ЖК-ячеек и изменению параметра порядка ЖК, а сенсibilизация ориентирующих покрытий вызывает изменение шероховатости, прочности и лазерной стойкости. Другими словами, модифицировать поверхность композита можно с учетом особенностей сенсibilизатора, вводимого внутрь органического полимерного или жидкокристаллического материала.

Цель исследования. Рассчитать свободную поверхностную энергию (с выделением полярной и дисперсионной составляющих) для трех образцов органической системы 2-циклооктиламин-5-нитропиридин (COANP) методом OWRK (Owens–Wendt–Rabel–Kaelble, Оуэнса–Вендта–Рабе́ля–Кьельбле), измерив углы подвеса капель полярной и неполярной жидкостей, на специализированной установке OCA 15EC.

Постановка задачи. Описать сечение капли эллипсом в программе устройства OCA 15EC и определить углы смачивания (контактные углы) поверхности пленки при использовании капель дистиллированной воды (полярная жидкость) и капель жидкого вазелина ЛП-004836 (неполярная жидкость).

Материалы и методы. В качестве объектов исследования в описываемой работе использовался фоточувствительный органический материал 2-циклооктиламин-5-нитропиридин (COANP), свойства которого были ранее детально описаны в статьях [6–12], а также сенсibilизаторы: фуллерен C_{60} и фуллерен C_{70} . В качестве растворителя COANP, куда вводились сенсibilизаторы, применялся тетрахлорэтан, который является наиболее перспективным растворителем как для данной матрицы, так и для многих вводимых углеродных сенсibilизаторов [13]. Фуллерены C_{60} и C_{70} были куплены по каталогу фирмы Alfa

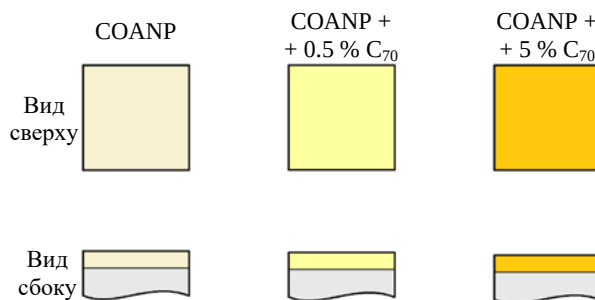


Рис. 1. Образцы с исследуемой поверхностью

Fig. 1. Samples with the surface under study

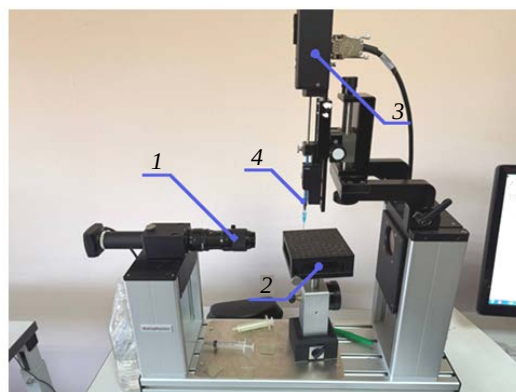


Рис. 2. Установка для измерения угла подвеса OCA 15EC

Fig. 2. OCA 15EC setup for contact angle measurement

Aesar, чистота составила 98...99 %. Пленки толщиной ~2...4 мкм формировались на стеклянной подложке крон К8. На рис. 1 показан общий вид изучаемых пленок.

Использовался метод центрифугирования с частотой вращения центрифуги 1500 мин^{-1} . После высыхания пленки в течение 24 ч ее поверхностные свойства тестировались прибором OCA 15 EC, позволяющим измерять углы смачивания поверхности материала, а также рассчитывать поверхностную энергию при использовании полярной и неполярной жидкостей. На рис. 2 показан общий вид установки, состоящей из нескольких функциональных элементов: 1 – камеры с увеличивающей системой стекол; 2 – предметного столика; 3 – шагового мотора с управлением через ПК; 4 – шприца.

Технические характеристики используемой установки представлены в [14].

Фуллерены – это стабильные, замкнутые, объемные соединения, состоящие из атомов углерода с атомной массой около 720 и 840 а. е. м. [15]. В данной статье внимание будет акцентированно на фуллерене C_{70} как на одной из стабильных конфигураций. Конкретное соединение представляет собой структуру,

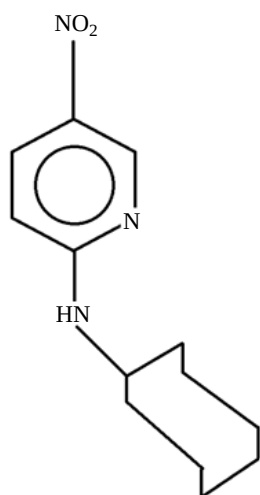


Рис. 3. Структурная формула COANP

Fig. 3. Structural formula of COANP

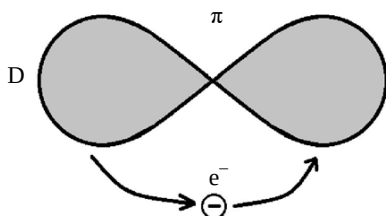


Рис. 4. Внутримолекулярный комплекс переноса заряда

Fig. 4. Intramolecular charge transfer complex

похожую на мяч для регби. Важно, что его нельзя описать сфероидом, как фуллерен C_{60} , так как рассматриваемой конфигурации присущи не все виды симметрии.

Стандартный способ получения фуллеренов заключается в отделении фрагментов от поверхности графитового стержня. Сделать это можно различными методами, например с помощью пропускания через него электрического тока, вследствие чего электрод разогревается [16]. Есть также метод образования фрагментов с помощью лазера. Для некоторых методов используют Krf-лазер с энергией импульса 60 мДж и диаметром пучка 0.25 мм. Любое формирование и соединение между собой фрагментов сопровождается выделением энергии, переносить которую и гасить колебательный вид движения призван буферный газ – гелий.

Он выбран, так как его атомы малы и сам по себе газ – инертный. Фрагменты бывают не только самые стабильные (C_{60} и C_{70}), но и более легкие. Для того чтобы преобразовать фрагмент из более легкого и нестабильного в тяжелый, но стабильный, используют метод прогревания угольного осадка в неполярной жидкости при температуре

500...600 °C. Для отделения фуллерена определенной массы от другой используют метод адсорбции угольного осадка на алюминиевой пластине, далее обрабатывают ее смесью гексана с толуолом. Данная процедура позволяет вымыть фуллерен с нужной массой. Для получения чистого C_{70} данный раствор стоит замешивать в отношении 1:1 [17]

COANP (2-циклооктиламино-5-нитропиридин) представляет собой органическое соединение, которое обладает внутримолекулярным комплексом с переносом заряда. Структурная формула молекулы COANP представлена на рис. 3, она состоит из двух основных фрагментов: донора (аминогруппа HN) и акцептора (нитрогруппа NO_2), соединенных π -сопряженной пиридиновой системой [6–12]. Уникальность NO_2 -группы и ее влияние на функционирование материалов детально обсуждено в [18]. Модельное представление внутримолекулярного комплекса переноса заряда (КПЗ) показано на рис. 4.

Ключевая особенность таких молекул – сильная зависимость их электронных свойств от полярности окружающей среды. В основном электронном состоянии молекула имеет относительно низкую дипольность. Однако при поглощении кванта света происходит возбуждение и практически мгновенный перенос электронной плотности от донорной аминогруппы к акцепторной нитрогруппе. Из-за этого она переходит в возбужденное состояние с большой дипольностью, что и характеризует состояние внутримолекулярного переноса заряда.

Комплекс передачи заряда между фуллереном и COANP. При размещении фуллерена около молекулы 2-циклооктиламино-5-нитропиридина образуется межмолекулярный КПЗ. Он основан на доноре COANP (а именно HN-группе). Как уже отмечалось, электрон переносится к акцептору (NO_2 -группе), но так как фуллерен C_{70} обладает гораздо большей энергией сродства с электроном (2.65 эВ), чем внутримолекулярный акцептор (у которого энергия сродства с электроном 0.45 эВ), между молекулой COANP и фуллереном C_{70} образуется дипольный момент ввиду неравномерного распределения заряда. Наглядная схема межмолекулярного комплекса с переносом заряда δq между донорно-акцепторной молекулой и фуллереном C_{70} представлена на рис. 5.

Известно, что данная межмолекулярная КПЗ, а в частности образование дипольного

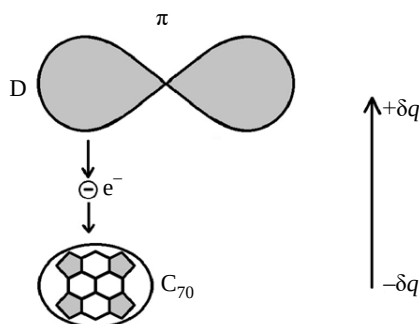


Рис. 5. Межмолекулярный комплекс переноса заряда

Fig. 5. Intermolecular charge transfer complex

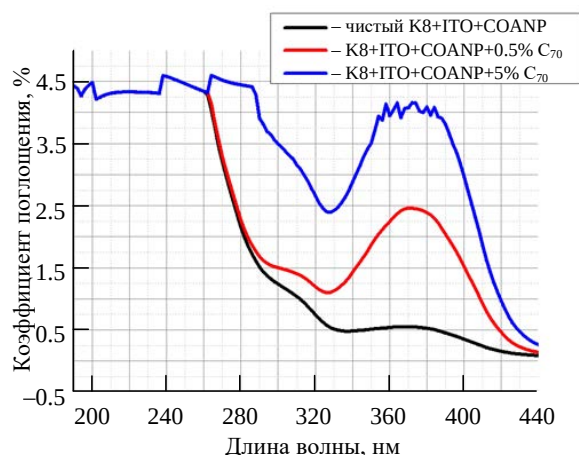


Рис. 6. Спектр поглощения для COANP при разной концентрации фуллеренов

Fig. 6. Absorption spectrum of COANP for different fullerene concentrations

момента, влияет на смещение спектра в более длинноволновую часть. Данный эффект описан в [19], а график такого поведения представлен на рис. 6. Межмолекулярный КПЗ также используется для оптимизации временных процессов при переориентации жидких кристаллов. Эта тема освещена в [20].

Методы анализа свободной поверхностной энергии. Площадь контакта раздела двух фаз стремится к минимуму для полярных молекул. В качестве простой модели рассмотрим стакан, наполненный водой. На одну молекулу в центре стакана действует сила взаимодействия молекул со всех сторон. На молекулу воды, находящуюся на границе раздела газовой среды и жидкости, действует меньшая сила. Поэтому молекуле энергетически невыгодно находиться на границе раздела двух фаз, а следовательно, площадь контакта – минимальна. Чем ниже свободная поверхностная энергия, тем ниже смачиваемость, а следовательно – больше угол подвеса. Таким образом, можно судить о свободной поверхностной

энергии материалов по углу подвеса (контактный угол, wetting angle). Существует несколько методов определения поверхностной энергии.

Метод Зисмана. Данная модель определения поверхностной энергии подразумевает, что она пропорциональна поверхностному натяжению жидкости. Этот метод пригоден для материалов с дисперсионной поверхностью.

Расширенный метод Фоукса. В данном методе помимо полярной и дисперсионной составляющих учитывается водородная связь между жидкостью и поверхностью. Берутся жидкости трех типов: полярная с водородными связями, неполярная и полярная без водородных связей.

Метод OWRK. Метод OWRK предполагает использование двух видов жидкостей с известными параметрами полярной и дисперсионной фракций [21]. Свободную поверхностную энергию можно рассчитать так [22]:

$$\begin{cases} \frac{\sigma_{L_B} (\cos \theta_B + 1)}{2\sqrt{\sigma_{L_B}^D}} = \frac{\sqrt{\sigma_S^P} \sqrt{\sigma_{L_B}^P}}{\sqrt{\sigma_{L_B}^D}} + \sqrt{\sigma_S^D}; \\ \frac{\sigma_{L_\Pi} (\cos \theta_\Pi + 1)}{2\sqrt{\sigma_{L_\Pi}^D}} = \frac{\sqrt{\sigma_S^P} \sqrt{\sigma_{L_\Pi}^P}}{\sqrt{\sigma_{L_\Pi}^D}} + \sqrt{\sigma_S^D}, \end{cases} \quad (1)$$

где $\sigma_{L(в/п)}$ – полное поверхностное натяжение для воды/жидкого парафина (жидкого вазелина); $\sigma_{L(в/п)}^{P/D}$ – полярная/дисперсионная фракция поверхностного натяжения для воды/жидкого парафина (жидкого вазелина); σ_S^D – дисперсионная фракция свободной поверхностной энергии для твердого тела; σ_S^P – полярная фракция свободной поверхностной энергии для твердого тела; θ_B – угол подвеса воды; θ_Π – угол подвеса жидкого парафина.

Выведем σ_S^P и σ_S^D :

$$\begin{aligned} \sigma_S^P &= \\ &= \left[\frac{\sqrt{\sigma_{L_\Pi}^D} \sigma_{L_B} (\cos \theta_B + 1) - \sqrt{\sigma_{L_B}^D} \sigma_{L_\Pi} (\cos \theta_\Pi + 1)}{2 \left(\sqrt{\sigma_{L_B}^P} \sqrt{\sigma_{L_\Pi}^D} - \sqrt{\sigma_{L_\Pi}^P} \sqrt{\sigma_{L_B}^D} \right)} \right]^2. \end{aligned} \quad (2)$$

Из (1) имеем:

$$\sigma_S^D = \left[\frac{\sigma_{L_B} (\cos \theta_B + 1)}{2\sqrt{\sigma_{L_B}^D}} - \frac{\sqrt{\sigma_S^P} \sqrt{\sigma_{L_B}^P}}{\sqrt{\sigma_{L_B}^D}} \right]^2.$$

Подставив сюда (2), найдем:

$$\sigma_S^D = \frac{1}{\sigma_{L_B}^D} \left(\frac{1}{2} \sigma_{L_B} (\cos \theta_B + 1) - \sqrt{\sigma_{L_B}^P} \times \right. \\ \left. \times \left| \frac{\sqrt{\sigma_{L_{II}}^D} \sigma_{L_B} (\cos \theta_B + 1) - \sqrt{\sigma_{L_B}^D} \sigma_{L_{II}} (\cos \theta_{II} + 1)}{2 \left(\sqrt{\sigma_{L_B}^P} \sqrt{\sigma_{L_{II}}^D} - \sqrt{\sigma_{L_{II}}^P} \sqrt{\sigma_{L_B}^D} \right)} \right| \right)^2.$$

Именно метод OWRK применен в описываемом исследовании для обработки экспериментальных данных.

Результаты. На рис. 7–12 представлены измеренные углы наклона капель воды и капель вазелина на поверхности исследуемых образцов. Каждое измерение выполнялось 5 раз. Погрешность составила 5 %. В табл. 1–3 представлены расчетные данные по углу подвеса и свободной

поверхностной энергии. В табл. 4 указаны средние значения углов подвеса для каждого из исследуемых образцов; в табл. 5 даны значения свободной поверхностной энергии каждого из образцов.

Рассчитаем средние значения и случайную погрешность отдельно для правого и левого углов каждого образца. Все выборки имеют 5 элементов, поэтому коэффициент Стьюдента взят 2.8 [23]. Приборная погрешность для каждого из измерений составляет 0.1°.

Расчет свободной энергии образцов:

– для воды:

$$\sigma_{L_B} = 72.75 \frac{\text{мДж}}{\text{м}^2}; \quad \sigma_{L_B}^P = 46.75 \frac{\text{мДж}}{\text{м}^2};$$

$$\sigma_{L_B}^D = 26.0 \frac{\text{мДж}}{\text{м}^2};$$

– для вазелинового масла (парафинового масла):

$$\sigma_{L_{II}} \approx 30 \frac{\text{мДж}}{\text{м}^2}; \quad \sigma_{L_{II}}^P \approx 0 \frac{\text{мДж}}{\text{м}^2};$$

$$\sigma_{L_{II}}^D \approx 30 \frac{\text{мДж}}{\text{м}^2}.$$

Табл. 1. Выборка угла подвеса для воды и жидкого вазелина на чистом COANP

Tab. 1. Contact angle dataset for water and liquid petrolatum on pristine COANP

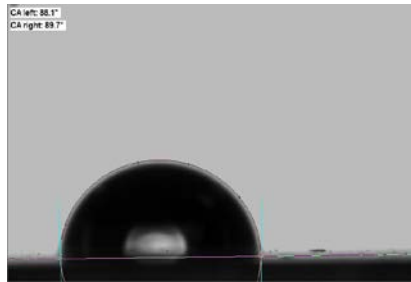
Жидкость	Положение угла	Выборка, ...°					Фотография
Вода	Правый	81.1	90.3	85.9	91.5	88.5	
	Левый	80.8	91.9	86.5	90.2	89.3	
Жидкий вазелин	Правый	12.5	7.9	9.6	9.3	9.5	
	Левый	10.8	7.9	9.6	9.3	9.5	

Рис. 7. Капелька воды на чистом COANP

Fig. 7. Water droplet on pristine COANP

Рис. 8. Капелька жидкого вазелина на чистом COANP

Fig. 8. Liquid petrolatum droplet on pristine COANP

Табл. 2. Выборка угла подвеса для воды и жидкого вазелина на COANP с 0.5 % C₇₀

Tab. 2. Contact angle dataset for water and liquid petrolatum on COANP with 0.5 % C₇₀

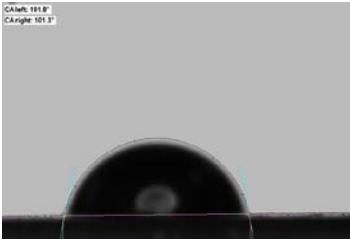
Жидкость	Положение угла	Выборка, ...°					Фотография
Вода	Правый	78.7	72.8	71.7	75.6	76.3	 Рис. 9. Капелька воды на COANP с 0.5 % C ₇₀ Fig. 9. Water droplet on COANP with 0.5 % C ₇₀
	Левый	78.2	75.7	70.5	72.8	72.3	
Жидкий вазелин	Правый	19.2	7.9	10.1	7.8	10.7	 Рис. 10. Капелька жидкого вазелина на COANP с 0.5 % C ₇₀ Fig. 10. Liquid petrolatum droplet on COANP with 0.5 % C ₇₀
	Левый	20.2	7.9	10.1	7.8	9.8	

Табл. 3. Выборка угла подвеса для воды и жидкого вазелина на COANP с 5 % C₇₀

Tab. 3. Contact angle dataset for water and liquid petrolatum on COANP with 5 % C₇₀

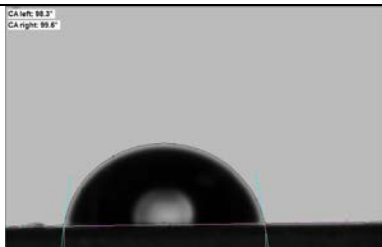
Жидкость	Положение угла	Выборка, ...°					Фотография
Вода	Правый	80.4	84.8	80.1	87.7	84.6	 Рис. 11. Капелька воды на COANP с 5 % C ₇₀ Fig. 11. Water droplet on COANP with 5 % C ₇₀
	Левый	81.7	84.3	83.8	90.0	82.9	
Жидкий вазелин	Правый	23.8	12.2	8.7	13.9	19.5	 Рис. 12. Капелька жидкого вазелина на COANP с 5 % C ₇₀ Fig. 12. Liquid petrolatum droplet on COANP with 5 % C ₇₀
	Левый	21.7	12.2	8.7	14.6	15.6	

Табл. 4. Средние значения углов подвеса для каждого из исследуемых образцов

Tab. 4. Average contact angle values for each of the studied samples

Образец	№	Вода			Вазелин		
		θ (слева), ...°	θ (справа), ...°	θ (среднее), ...°	θ (слева), ...°	θ (справа), ...°	θ (среднее), ...°
COANP	1	87	87	87	9	9	9
COANP + + 0.5 % C ₇₀	2	74	74	74	11	11	11
COANP + + 5 % C ₇₀	3	84	84	84	15	15	15

Табл. 5. Значения свободной поверхностной энергии каждого из образцов

Tab. 5. Free surface energy values for each sample

Образец	Свободная поверхностная энергия, мДж/м ²		
	Полярная	Дисперсионная	Полная
COANP	12.37	29.6	38.0
COANP + 0.5 % C ₇₀	7.5	29.45	36.95
COANP + 5 % C ₇₀	3.46	28.98	32.44

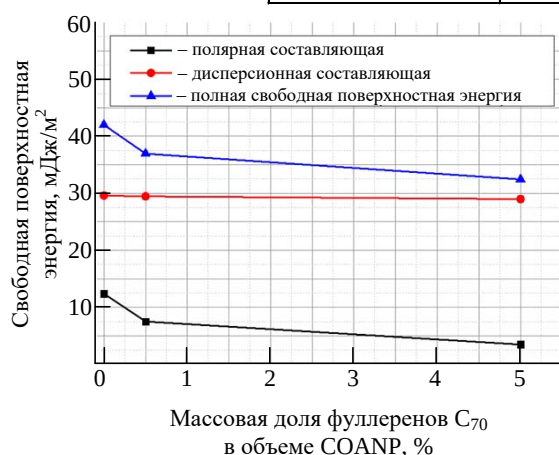


Рис. 13. Зависимость свободной энергии поверхности от концентрации фуллеренов в объеме

Fig. 13. Dependence of surface free energy on fullerene concentration in the bulk

Проанализируем график, представленный на рис. 13. Видно, что с увеличением массовой доли фуллеренов в объеме свободная поверхностная энергия уменьшается, причем снижаются как полярная, так и дисперсионная составляющие. Однако заметим, что молекула COANP имеет ярко выраженный дисперсионный характер после добавления фуллеренов – полярная составляющая резко стремится к нулю и за полную поверхностную энергию отвечает именно дисперсионная. Такое поведение каждой из составляющих описывается в [24], где оно наблюдалось при увеличении шероховатости поверхности.

Заключение. Анализируя представленные в настоящей статье результаты, можно заключить, что добавление фуллеренов в объем COANP напрямую влияет на рельеф поверхности данного материала. Небольшое содержание фуллеренов сильно влияет на поверхность. При его увеличении шероховатость изменяется слабо. Данное свойство может использоваться для более эффективного ограничения лазерного излучения и ориентации жидких кристаллов, как это представлено в [25]. В данной работе экспериментально исследовано влияние содержания фуллеренов C₇₀ на свободную поверхностную энергию тонких пленок органического материала 2-циклооктиламино-5-нитропиридина (COANP). Методом OWRK, основанным на измерении краевых углов смачивания полярной (вода) и неполярной (жидкий парафин) жидкостей, определены полная свободная поверхностная энергия и ее полярная и дисперсионная составляющие. Установлено, что введение фуллеренов C₇₀ в объем пленки COANP существенно влияет на ее поверхностные свойства:

1. Наблюдается значительное снижение общей свободной поверхностной энергии с 38 мДж/м² для чистого COANP до 32.44 мДж/м² для композита с массовой долей C₇₀ 5 %.

2. Наиболее выраженные изменения происходят в структуре поверхностной энергии: полярная составляющая резко уменьшается с 12.37 до 3.46 мДж/м², в то время как дисперсионная составляющая изменяется незначительно.

3. Полученная зависимость носит нелинейный характер: наиболее заметное уменьшение поверхностной энергии и ее полярной компоненты происходит при введении малой доли фуллеренов (0.5 %), тогда как дальнейшее увеличение их содержания ведет к более плавному изменению параметров.

С фундаментальной точки зрения важно отметить: полученные результаты свидетельствуют о том, что добавление фуллеренов C₇₀ приводит к кардинальной модификации поверхности пленки COANP, выражающейся в резком снижении ее полярности. Основной механизм наблюдаемых изменений связан, вероятно, с

увеличением шероховатости поверхности и формированием межмолекулярных комплексов с переносом заряда между COANP и C₇₀. Это изменяет характер взаимодействия на границе раздела фаз. С практической точки зрения значимость работы заключается в демонстрации возможности целенаправленного управления поверхностными свойствами (смачиваемостью, адгезией) органических тонкопленочных систем для оптоэлектроники и фотоники за счет введения углеродных наночастиц. В частности, управляемое снижение поверхностной энергии и полярности можно использовать для улучшения характеристик оптических ограничителей лазерного излучения (за счет учета вклада отражения от модифицированной поверхности в общий механизм ослабления лазерного пучка) и для оптимизации свойств ориентирующих слоев в жидкокристаллических устройствах.

Список литературы

1. Park M. Surface Display Technology for Biosensor Applications: A Review // *Sensors*. 2020. Vol. 20, iss. 10. Art. № 2775
doi: 10.3390/s20102775
2. Dehghani M., David C. Light Scattering from Rough Silver Surfaces: Modeling of Absorption Loss Measurements // *Nanomaterials*. 2021. Vol. 11, iss. 1. Art. № 113.
doi: 10.3390/nano11010113
3. Ogura T. Surface light propagating in a dielectric thin film generated via micro-spheres // *Optics Express*. 2023. Vol. 31, iss. 14. P. 23198–23211.
doi: 10.1364/OE.491907
4. Hejtman O. J., Fördös T., Dems M. Optimized surface gratings for high-speed polarization switching in spin-VCSELs // *Optics Express*. 2025. Vol. 33, iss. 20. P. 42803–42817.
doi: 10.1364/OE.565522
5. Szablinski K., Moraczewski K. Numerical Modelling of Pulsed Laser Surface Processing of Polymer Composites // *Materials*. 2026. Vol. 19, iss. 3. Art. № 607.
doi: 10.3390/ma19030607
6. ¹⁴N quadrupole coupling in COANP / J. Seliger, V. Zagar, R. Blinc, H. Arend, P. Gunter // *Chemical Physics Let.* 1987. Vol. 142, iss. 5. P. 334–335.
doi: 10.1016/0009-2614(87)85117-5
7. Linear- and nonlinear-optical properties of 2-cyclooctylamino-5-nitropyridine / Ch. Bosshard, K. Sutter, P. Günter, G. Chapuis // *J. of the Optical Society of America B*. 1989. Vol. 6, iss. 4. P. 721–725.
doi: 10.1364/JOSAB.6.000721
8. NMR self-diffusion study of organic glasses: COANP, MBANP, PNP, NPP / G. Lahajnar, I. Zupančič, R. Blinc, A. Zidanšek, R. Kind, M. Ehrensparger // *Zeitschrift für Physik B Condensed Matter*. 1994. Vol. 95. P. 243–247.
doi: 10.1007/BF01312197
9. Dielectric study of dynamics of organic glasses / Y. Cui, J. Wu, N. Kamanina, A. Pasaje, A. Leyderman, A. Barrientos, M. Vlasse, B. G. Penn // *J. of Phys. D: Appl. Phys.* 1999. Vol. 32, № 24. P. 3215–3221.
doi: 10.1088/0022-3727/32/24/318
10. Исследование эффекта оптического ограничения лазерного излучения в фуллеренсодержащей системе COANP-полиимид / Н. В. Каманина, Л. Н. Капорский, А. Leyderman, A. Barrientos // *Письма в ЖТФ*. 2000. Т. 26, № 7. С. 24–30.
11. Effect of Fullerene Doping on the Absorption Edge Shift in COANP / N. Kamanina, A. Barrientos, A. Leyderman, Y. Cui, V. Vikhnin, M. Vlasse // *Molecular Materials*. 2000. Vol. 13, № 1–4. P. 275–280.
12. Каманина Н. В., Шека Е. Ф. Ограничители лазерного излучения и дифракционные элементы на основе системы COANP-фуллерен: нелинейно-оптические свойства и квантово-химическое моделирование // *Оптика и спектроскопия*. 2004. Т. 96, № 4. С. 659–673.
13. Solubility of C₆₀ in a Variety of Solvents / R. S. Ruoff, D. S. Tse, R. Malhotra, D. C. Lorents // *J. Phys. Chem.* 1993. Vol. 97. P. 3379–3383.
14. ОСА 15ЕС. Оптический прибор для измерения краевого угла смачивания. Руководство по применению ОСА. URL: https://soctrade.com/booklets/OCA15EC_V2.6Ru.pdf (дата обращения: 05.10.2025).
15. Фуллерены – основа материалов будущего / В. И. Трефилов, Д. В. Щур, Б. П. Тарасов, Ю. М. Шульга, А. В. Черногоренко, В. К. Пишук, С. Ю. Загинайченко. Киев: АДЕФ-Украина, 2001. 148 с.
16. Колмаков А. Г., Баринов С. В., Алымов М. О. Основы технологий и применение наноматериалов. М.: Физматлит, 2012. 208 с.
17. Каманина Н. В. Электрооптические системы на основе жидких кристаллов и фуллеренов – пер-

спективные материалы нанoeлектроники. Свойства и области применения / СПбГУИТМО. СПб., 2008. 137 с.

18. Энергии разрыва химических связей, потенциалы ионизации и сродство к электрону / Л. В. Гурвич, Г. В. Карачевцев, В. Н. Кондратьев, Ю. А. Лебедев, В. К. Медведев, В. К. Потапов, Ю. С. Ходеев. М.: Наука, 1974. 351 с.

19. Влияние фуллеренов C₆₀ и C₇₀ на спектр поглощения 2-циклооктиламино-5-нитропиридина / Н. В. Каманина, В. С. Вихнин, А. Лейдерман, А. Барриентос // Оптика и спектроскопия. 2000. Т. 89, № 3. С. 404–406.

20. Каманина Н. В. Фуллеренсодержащие диспергированные нематические жидкокристаллические структуры: динамические характеристики и процессы самоорганизации // Успехи физических наук. 2005. Т. 175, № 4. С. 445–454.
doi: 10.3367/UFNr.0175.200504f.0445

21. Owens, Wendt, Rabel and Kaelble (OWRK) method. URL: <https://www.kruss-scientific.com/en/know-how/glossary/owens-wendt-rabel-and-kaelble-owrk-method> (дата обращения: 30.09.2025).

22. Jie-Rong C., Wakida T. Studies on the surface free energy and surface of PTFE film treated with low temperature plasma // J. of Applied Polymer Science. 1998. Vol. 63, iss. 13. P. 1733–1739.
doi: 10.1002/(SICI)1097-4628(19970328)63:13<1733::AID-APP4>3.0.CO;2-H

23. Физические основы измерения сканирующей зондовой микроскопии: обработка изображений и источники погрешностей / А. А. Голубков, А. С. Игнатов, С. А. Зубрицкий, К. В. Осколок; Санкт-Петербургский государственный университет. Санкт-Петербург, 2021. 44 с.

24. Исламова А. Г., Феоктистов Д. В., Орлова Е. Г. Влияние шероховатости на поверхностную энергию и смачиваемость поверхностей меди и стали // Вестн. Тюменского гос. ун-та. Физико-математическое моделирование. Нефть, газ, энергия. 2021. Т. 7, № 1. С. 60–78.
doi: 10.21684/2411-7978-2021-7-1-60-78

25. Kamanina N. V. Nanoparticles doping influence on the organics surface relief // J. of Molecular Liquids. 2024. Vol. 283. P. 65–68.
doi: 10.1016/j.molliq.2019.03.043

Информация об авторах

Воробьев Антон Сергеевич – студент 2-го курса Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), обучающийся по направлению "Радиотехника" (Цифровые системы локации, связи и навигации). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов: материаловедение; электроника; радиоэлектроника; фотоника.

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

E-mail: vorobevanton1285@gmail.com

<https://orcid.org/0009-0009-0938-3988>

Корягин Сергей Андреевич – магистр по направлению Renewable Solar Energy (2024, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирант кафедры фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Лаборант-исследователь в НИЦ Курчатовский институт. Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов: материаловедение; оптоэлектроника; фотоника; покрытия; взаимодействие излучения с веществом.

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

E-mail: sergey2000art@gmail.com

<https://orcid.org/0009-0006-2008-2113>

Каманина Наталия Владимировна – доктор физико-математических наук (2001), начальник отдела "Фотофизика наноструктурированных материалов и устройств" АО "НПО Государственный оптический институт им. С. И. Вавилова" (Санкт-Петербург), профессор (2001) кафедры фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ведущий научный сотрудник Петербургского института ядерной физики им. Б. П. Константинова Национального исследовательского центра "Курчатовский институт" (Гатчина). Автор более 340 научных работ. Сфера научных интересов: фотофизика; нанотехнологии; наночастицы и нанотрубки; полимеры; жидкие кристаллы; покрытия; взаимодействие лазерного излучения с веществом.

Адрес: АО "НПО Государственный оптический институт им. С. И. Вавилова", ул. Бабушкина, д. 36, к. 1, Санкт-Петербург, 192174, Россия

E-mail: nvkamanina@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-2903-2685>

References

1. Park M. Surface Display Technology for Biosensor Applications: A Review. Sensors. 2020, vol. 20, iss. 10, art. no. 2775
doi: 10.3390/s20102775

2. Dehghani M., David C. Light Scattering from Rough Silver Surfaces: Modeling of Absorption Loss Measurements. Nanomaterials. 2021, vol. 11, iss. 1, art. no. 113.
doi: 10.3390/nano11010113

3. Ogura T. Surface Light Propagating in a Dielectric Thin Film Generated Via Micro-Spheres. *Optics Express*. 2023, vol. 31, iss. 14, pp. 23198–23211. doi: 10.1364/OE.491907
4. Hejtman O. J., Fördös T., Dems M. Optimized Surface Gratings for High-Speed Polarization Switching in Spin-VCSELs. *Optics Express*. 2025, vol. 33, iss. 20, pp. 42803–42817. doi: 10.1364/OE.565522
5. Szablinski K., Moraczewski K. Numerical Modelling of Pulsed Laser Surface Processing of Polymer Composites. *Materials*. 2026, vol. 19, iss. 3, art. no. 607. doi: 10.3390/ma19030607
6. Seliger J., Zagar V., Blinc R., Arend H., Gunter P. ^{14}N Quadrupole Coupling in COANP. *Chemical Physics Let.* 1987, vol. 142, iss. 5, pp. 334–335. doi: 10.1016/0009-2614(87)85117-5
7. Bosshard Ch., Sutter K., Günter P., Chapuis G. Linear- and Nonlinear-Optical Properties of 2-Cyclooctylamino-5-Nitropyridine. *J. of the Optical Society of America B*. 1989, vol. 6, iss. 4, pp. 721–725. doi: 10.1364/JOSAB.6.000721
8. Lahajnar G., Zupančič I., Blinc R., Zidanšek A., Kind R., Ehrensperger M. NMR Self-Diffusion Study of Organic Glasses: COANP, MBANP, PNP, NPP. *Zeitschrift für Physik B Condensed Matter*. 1994, vol. 95, pp. 243–247. doi: 10.1007/BF01312197
9. Cui Y., Wu J., Kamanina N., Pasaje A., Leyderman A., Barrientos A., Vlasse M., Penn B. G. Dielectric Study of Dynamics of Organic Glasses. *J. of Phys. D: Appl. Phys.* 1999, vol. 32, no. 24, pp. 3215–3221. doi: 10.1088/0022-3727/32/24/318
10. Kamanina N. V., Kaporosky L. N., Leyderman A., Barrientos A. Investigation of the Laser Radiation Optical Limiting Effect in a Fullerene-Containing COANP-Polyimide System. *Technical Physics Let.* 2000, vol. 26, no. 7, pp. 24–30. (In Russ.)
11. Kamanina N., Barrientos A., Leyderman A., Cui Y., Vikhnin V., Vlasse M. Effect of Fullerene Doping on the Absorption Edge Shift in COANP. *Molecular Materials*. 2000, vol. 13, no. 1–4, pp. 275–280.
12. Kamanina N. V., Sheka E. F. Optical Limiters and Diffraction Elements Based on a Coanp-Fullerene System: Nonlinear Optical Properties and Quantum-Chemical Simulation. *Optics and Spectroscopy*. 2004, vol. 96, no. 4, pp. 599–612.
13. Ruoff R. S., Tse D. S., Malhotra R., Lorents D. C. Solubility of C_{60} in a Variety of Solvents. *J. Phys. Chem.* 1993, vol. 97, pp. 3379–3383.
14. OCA 15EC. Optical contact angle meter. OCA application guide. Available at: https://soctrade.com/booklets/OCA15EC_V2.6Ru.pdf (accessed: 05.10.2025).
15. Trefilov V. I., Shchur D. V., Tarasov B. P., Shulga Yu. M., Chernogorenko A. V., Pishchuk V. K., Zaginaychenko S. Yu. *Fullereny – osnova materialov budushchego* [Fullerenes – The Basis of Future Materials]. Kiev, ADEF-Ukraine, 2001, 148 p. (In Russ.)
16. Kolmakov A. G., Barinov S. V., Alymov M. O. *Osnovy tekhnologii i primeneniye nanomaterialov* [Fundamentals of Technologies and Application of Nanomaterials]. Moscow, Fizmatlit, 2012, 208 p. (In Russ.)
17. Kamanina N. V. *Elektroopticheskie sistemy na osnove zhidkikh kristallov i fullerenov – perspektivnye materialy nanoelektroniki. Svoistva i oblasti primeneniya* [Electro-Optical Systems Based on Liquid Crystals and Fullerenes – Promising Materials for Nanoelectronics. Properties and Applications]. St Petersburg, St Petersburg State University of Information Technologies, Mechanics and Optics, 2008, 137 p. (In Russ.)
18. Gurvich L. V., Karachevtsev G. V., Kondratyev V. N., Lebedev Yu. A., Medvedev V. K., Potapov V. K., Khodeev Yu. S. *Ehnergii razryva khimicheskikh svyazei, potentsialy ionizatsii i srodstvo k ehlektronu* [Bond Dissociation Energies, Ionization Potentials and Electron Affinity]. Moscow, Nauka, 1974, 351 p. (In Russ.)
19. Kamanina N. V., Vikhnin V. S., Leyderman A., Barrientos A., Cui Y., Vlasse M. Influence of Fullerenes C_{60} and C_{70} on the Absorption Spectrum of 2-Cyclooctylamino-5-nitropyridine. *Optics and Spectroscopy*. 2000, vol. 89, no. 3, pp. 404–406. (In Russ.)
20. Kamanina N. V. Fullerene-Dispersed Nematic Liquid Crystal Structures: Dynamic Characteristics and Self-Organization Processes. *Advances in Physical Sciences*. 2005, vol. 48, iss. 4, pp. 419–427. doi: 10.1070/PU2005v048n04ABEH002101
21. Owens, Wendt, Rabel and Kaelble (OWRK) Method. Available at: <https://www.kruss-scientific.com/en/know-how/glossary/owens-wendt-rabel-and-kaelble-owrk-method> (accessed: 30.09.2025).
22. Jie-Rong C., Wakida T. Studies on the Surface Free Energy and Surface of PTFE Film Treated with Low Temperature Plasma. *J. of Applied Polymer Science*. 1998, vol. 63, iss. 13, pp. 1733–1739. doi: 10.1002/(SICI)1097-4628(19970328)63:13<1733::AID-APP4>3.0.CO;2-H
23. Golubkov A. A., Ignatov A. S., Zubritsky S. A., Oskolok K. V. *Fizicheskie osnovy izmereniya skaniruyushchei zondovoi mikroskopii: obrabotka izobrazhenii i istochniki pogreshnostei* [Physical Fundamentals of Scanning Probe Microscopy Measurements: Image Processing and Error Sources]. St Petersburg State University, 2021, 44 p. (In Russ.)
24. Islamova A. G., Feoktistov D. V., Orlova E. G. Influence of the Copper and Steel Surfaces' Roughness on Surface Energy and Wettability. *Tyumen State University Herald. Physical and Mathematical Modeling. Oil, Gas, Energy*, 2021, vol. 7, no. 1 (25), pp. 60–78. (In Russ.) doi: 10.21684/2411-7978-2021-7-1-60-78
25. Kamanina N. V. Nanoparticles Doping Influence on the Organics Surface Relief. *J. of Molecular Liquids*. 2024, vol. 283, pp. 65–68. doi: 10.1016/j.molliq.2019.03.043

Information about the authors

Anton S. Vorobiev, 2nd year student in Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: materials science; electronics; radio electronics; photonics.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: vorobevanton1285@gmail.com
[https:// orcid.org/0009-0009-0938-3988](https://orcid.org/0009-0009-0938-3988)

Sergei A. Koryagin, Master in Renewable Solar Energy (2024, Saint Petersburg Electrotechnical University), Postgraduate student of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University, Laboratory researcher of NRC "Kurchatov Institute". The author of 5 scientific publications. Area of expertise: materials science; optoelectronics; photonics; coatings; laser- matter interaction.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: sergey2000art@gmail.com
[https:// orcid.org/0009-0006-2008-2113](https://orcid.org/0009-0006-2008-2113)

Natalia V. Kamanina, Dr Sci. (Phys.-Math.) (2001), Head of the Department of Photophysics of nanostructured materials and devices of Joint Stock Company "Research and Production Corporation n. a. S. I. Vavilov", Professor (2001) of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University, Lead Researcher of the Petersburg Nuclear Physics Institute named by B. P. Konstantinov of National Research Centre "Kurchatov Institute". The author of 340 scientific publications. Area of expertise: photophysics; nanotechnology; nanoparticles and nanotubes; polymers; liquid crystals; coatings; laser-matter interaction.

Address: JSC S. I. Vavilov State Optical Institute, 36/1, Babushkina St., St Petersburg 192174, Russia
E-mail: nvkamanina@mail.ru
[https:// orcid.org/0000-0002-2903-2685](https://orcid.org/0000-0002-2903-2685)

Переключатели на основе материала с фазовым переходом

Е. М. Торина^{1,2}, В. Н. Кочемасов¹, А. Р. Сафин^{2,3}✉

¹ООО "Радиокомп", Москва, Россия

²Национальный исследовательский университет "МЭИ", Москва, Россия

³Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова
Российской академии наук, Москва, Россия

✉ arsafin@gmail.com

Аннотация

Введение. Высокочастотные переключатели каналов (ПК) на основе материалов с фазовым переходом вскоре могут стать новым доступным типом переключателей на рынке. На данный момент сообщается о ряде лабораторий, которые подошли вплотную к коммерческой реализации. Такие переключатели имеют перспективы по ряду показателей качества и продолжают совершенствоваться.

Цель работы. Обзор переключателей на основе материалов с фазовым переходом, возможностей их коммерческой реализации и достижимых параметров.

Материалы и методы. Методология включает обзор и сравнительный анализ существующих технологий переключателей, их физических принципов работы и характеристик для систематизации данных из научных публикаций по материалам с фазовым переходом, конструкциям переключателей на основе этих материалов, методам управления и их электрофизическим моделям. Исследование носит теоретико-аналитический характер и преимущественно основано на литературных источниках, опубликованных за последние 10 лет.

Результаты. В статье рассмотрен принцип работы, конструкционные особенности, применимые материалы, эквивалентные схемы и достижимые параметры переключателей на материалах с фазовым переходом. Сформулированы их достоинства и недостатки.

Заключение. Переключатели на основе материалов с фазовым переходом (PCM) действительно могут стать альтернативой доминирующим сейчас полупроводниковым решениям: они имеют хороший показатель FOM, конкурентные значения уровней изоляции и вносимых потерь, кроме того, являются достаточно миниатюрными и легко интегрируются с КМОП. Результаты, представленные в литературе, демонстрируют высокую степень готовности ПК на PCM к коммерческой реализации. Ограниченный ресурс и большое время переключения пока являются слабыми местами рассмотренных ПК. Тем не менее дальнейшая оптимизация структур позволит увеличить ресурс и улучшить показатели качества таких устройств, что, возможно, приведет к появлению на рынке нового класса переключателей.

Ключевые слова: PCM, РТМ, теллурид германия, материалы с фазовым переходом, переключатели каналов, FOM

Для цитирования: Торина Е. М., Кочемасов В. Н., Сафин А. Р. Переключатели на основе материала с фазовым переходом // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 4. С. 84–98.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-84-98

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 02.02.2026; принята к публикации после рецензирования 16.03.2026; опубликована онлайн 30.09.2026

Switches Based on Phase-Change Material

Elena M. Torina^{1,2}, Victor N. Kochemasov¹, Ansar R. Safin^{2,3✉}

¹LLC "Radiokomp", Moscow, Russia

²National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Moscow, Russia

³Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics
of Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia

✉ arsafrin@gmail.com

Abstract

Introduction. High-frequency channel switches based on phase-change materials (PCM) may soon become a new, accessible switch technology. Several research laboratories are reportedly close to bringing such devices to the market. These switches show promise in a number of quality metrics and continue to improve.

Aim. To review PCM-based switches, their potential for commercial implementation, and achievable parameters.

Materials and methods. The research methodology was based on a review and comparative analysis of existing switch technologies, their physical operating principles, and characteristics. The study systematizes data from scientific publications on PCM, switch designs based on these materials, control methods, and their electrophysical models. The research is theoretical and analytical in nature and is primarily based on literature sources published over the past 10 years.

Results. The operating principle, design features, applicable materials, equivalent circuits, and achievable parameters of PCM-based switches are discussed. Their advantages and disadvantages are formulated.

Conclusion. PCM-based switches have the potential to become an alternative to the currently dominant semiconductor solutions. They offer favorable FOMs, competitive isolation and insertion loss levels, compact dimensions, and straightforward integration with CMOS technology. The results presented in the literature demonstrate a high level of technological maturity of PCM-based switches for commercial implementation. Their main limitations at present are limited endurance and long switching times. Nevertheless, further structural optimization will increase the endurance and improve the quality metrics of such devices, which may lead to the emergence of a new class of switches on the market.

Keywords: PCM, PTM, germanium telluride, phase change materials, channel switches, FOM

For citation: Torina E. M., Kochemasov V. N., Safin A. R. Switches Based on Phase-Change Material. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 4, pp. 84–98.
doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-84-98

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

Submitted 02.02.2026; accepted 16.03.2026; published online 30.09.2026

Введение. Развитие инновационных технологий для беспроводных перестраиваемых коммуникационных систем требует использования широкополосного доступа и повышения рабочих частот, а также ужесточает требования к характеристикам переключателей каналов (ПК) СВЧ-сигналов, которые являются неотъемлемыми компонентами мультистационарных систем связи. Развитие беспроводных систем идет в сторону усложнения их аппаратной архитектуры, ключевым элементом которой становятся многоканальные антенные системы (MIMO),

отвечающие за передачу и прием данных [1]. Появление новых стандартов связи (5G, 6G) требует от радиочастотных цепей повышения рабочих частот, увеличения широкополосности, высокой переключаемой мощности и линейности [2].

Естественно, что запрос на улучшение показателей качества систем в целом влечет за собой ужесточение требований к отдельным функциональным узлам этих систем. Одним из таких узлов являются переключатели СВЧ-каналов. ПК служат для коммутации высокочастотных сигналов и в зависимо-

сти от требований могут создаваться на основе различных технологий.

Среди СВЧ ПК, реально используемых в беспроводных системах и выпускаемых коммерчески, на данный момент преобладают транзисторные (HEMT и КМОП), а также *pin*-диодные (на основе Si, GaAs, GaN). Такие переключатели миниатюрны, имеют относительно низкое энергопотребление, малое время переключения, позволяют переключать сигналы до десятков гигагерц и не имеют ограничений на количество циклов переключения. Однако есть и ряд недостатков: низкая радиационная устойчивость, ограничение на полосу частот, уровень потерь и линейность [3, 4].

Поэтому активно ведутся поиски новых технологий, которые позволят создать переключатель с лучшими характеристиками. В последнее время активно развиваются переключатели на основе микроэлектромеханических систем (МЭМС ПК) [1, 5]. Они демонстрируют отличные радиочастотные свойства, высокую линейность и очень хорошее значение (единицы фемтосекунд (фс) по сравнению с десятками фемтосекунд у твердотельных ПК) показателя качества Figure of Merit ($FOM = R_{on}C_{off}$, где R_{on} – сопротивление во включенном состоянии ПК; C_{off} – емкость в выключенном состоянии), значительно превосходя твердотельные аналоги. При этом они достаточно миниатюрны.

Тем не менее остается неразрешенным ряд недостатков МЭМС ПК, который ограничивает их применение: высокое значение управляющего напряжения (десятки вольт), проблемы с надежностью, ограничение по скорости переключения, сложность интеграции с другими технологиями и дорогостоящий процесс изготовления, связанный с необходимостью герме-

тичного корпусирования устройства. Кроме того, МЭМС ПК энергозависимы.

Поэтому поиск новых решений, которые смогут удовлетворить требованиям высокочастотности, широкополосности и линейности, но при этом будут лишены указанных недостатков, продолжается. Такой технологией могут стать переключатели на основе материалов с фазовым переходом или Phase Change Material (PCM).

В сравнении с МЭМС переключатели на основе PCM потенциально [1, 2, 6]:

- обладают более низким значением сопротивления во включенном состоянии при тех же физических размерах;
- могут быть проще интегрированы с КМОП-технологиями;
- имеют существенно более низкое энергопотребление при переключении и вообще не потребляют энергию в установившемся режиме;
- не имеют особых требований к корпусированию;
- не имеют проблем с надежностью, которые у МЭМС вызваны наличием механических движущихся частей;
- имеют меньшее время переключения.

При сравнении коммерчески выпускаемых переключателей с ПК на основе материалов с фазовым переходом можно видеть их конкурентоспособность (табл. 1). Несмотря на то что максимальная частота коммутации (f_{max}) ниже достижимой в других технологиях, параметр $FOM = R_{on}C_{off}$, показывающий насколько технология переключателя балансирует между сопротивлением во включенном и емкостью в выключенном состоянии, оказывается рекордно низким, даже на данном этапе разработки опережающим другие технологии. Этот параметр особенно важен, так как связан с ко-

Табл. 1. Сравнение разных типов переключателей
Tab. 1. Comparison of different types of switches

Параметр	PCM	МЭМС	ПТ		<i>pin</i> -диоды
			HEMT	КМОП	
f_{max} , ГГц	< 67	> 100	> 300	> 100	> 100
FOM, фс	< 10	< 10	~ 50		~ 50
$T_{п}$, нс	100...20 000	(1...200)10 ³	0.5...5	1...10	1...100
Надежность, циклы	~ 10 ⁶	10 ⁹ ...10 ¹²	> 10 ¹²		> 10 ¹²
ПРЗ, дБм	< 41	< 95	< 70		> 65

нечными характеристиками устройства (вносимыми потерями, развязкой и полосой пропускания). При этом время переключения (T_{Π}) оказывается ниже, чем у МЭМС ПК, хотя и ограничено физическими свойствами РСМ. Несмотря на то, что на данный момент надежность и линейность (ИРЗ – Input-referred Third-Order Intercept Point) переключателей на основе РСМ хуже, чем других твердотельных ПК, можно сказать, что есть перспектива их разработки и изучения.

Цель данной статьи – ознакомление читателей с принципами работы переключателей на основе РСМ, рассмотрение технологии их изготовления и анализ перспектив развития и достижения высоких параметров этого типа ПК.

Материалы с фазовым переходом. Основные свойства. Принято считать, что история применения материалов с фазовым переходом начинается с конца 60-х гг. XX в. с работ Овшинского [7, 8], который первым наблюдал "эффект памяти" после переключения и перестройки локальной кристаллической структуры некоторых материалов. Однако работа в этом направлении началась раньше Б. Т. Коломийцем и Н. А. Горюновой, которые в 1950-х гг. открыли халькогенидные стеклообразные полупроводники (ХСП) [9].

С того времени начались активные исследования этих материалов. Сначала исследователи выяснили, что ХСП обладают S-образной вольт-амперной характеристикой и при воздействии длительного импульса напряжения после некоторой задержки резко уменьшают свое электрическое сопротивление на несколько порядков. Это состояние сохранялось в течение нескольких десятков микросекунд после удаления внешнего воздействия, затем материал возвращался в исходное состояние с высоким сопротивлением. Этот эффект был назван эффектом переключения (рис. 1). Овшинский сначала получил аналогичные результаты на образцах STAG ($\text{Si}_{12}\text{Te}_{48}\text{As}_{30}\text{Ge}_{10}$), выявив, что пороговое напряжение, обеспечивающее проводящее состояние ($U_{\text{вкл}}$), зависит от толщины материала. Далее он выяснил, что на некоторых составах после эффекта переключения сопротивления происходит перестройка кри-

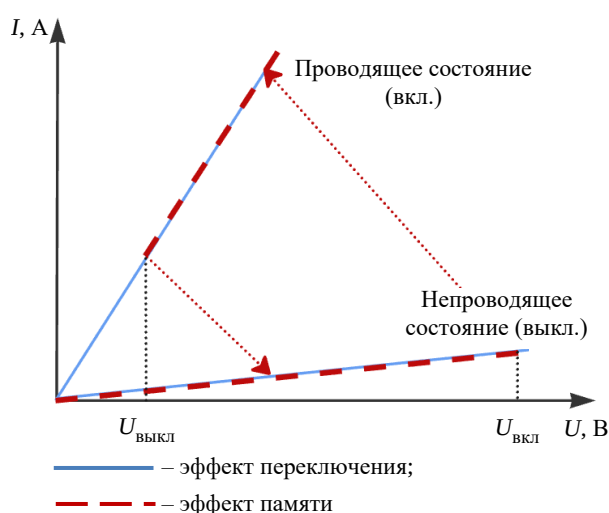


Рис. 1. Типичная форма вольт-амперной характеристики материалов с фазовым переходом при проявлении эффекта памяти и переключения [9]

Fig. 1. Typical current-voltage characteristic of phase-change materials exhibiting memory and switching effects [9]

сталлической структуры материала и состояние сохраняется и при отсутствии внешнего напряжения. Этот эффект получил название эффекта памяти (рис. 1), и начались интенсивные исследования в области разработки элементов памяти на ХСП (англ. Phase Change Memory) [9].

После открытия эффекта памяти исследователи быстро пришли к выводу, что физика этого явления связана в случае халькогенидных стекол с переходом из аморфного состояния (малая проводимость) в кристаллическое (высокая проводимость). При комнатной температуре аморфное состояние неустойчиво, однако время его кристаллизации измеряется годами, но если коротким импульсом тока нагреть материал выше температуры размягчения, то кристаллизация происходит довольно быстро. Если же в кристаллизованном состоянии коротким импульсом тока ненадолго разогреть материал выше температуры плавления и быстро охладить, то материал не успеет закристаллизоваться и останется аморфным. Это явление казалось очень многообещающим для практического применения. Однако из-за проблем с надежностью и деградацией применение таких материалов в качестве основы для переключателей и элементов памяти было ограничено. В 1990-х гг. группа японских ученых предложила использовать материалы GST (Ge-Sb-Te) для перезаписываемых оптических

дисков, что показало хорошую стабильность и скорость записи, благодаря высокой скорости фазовых переходов [9].

Интерес к использованию РСМ для переключателей возрос в последнее десятилетие, и сейчас уже имеются интересные результаты, позволяющие говорить о перспективности разработки таких устройств.

Материалы с фазовым переходом для переключателей. Для применения в ПК подходят материалы с фазовым переходом первого рода. Однако это не единственное требование. Для успешного применения в переключателях материалы должны удовлетворять ряду условий:

- низкое сопротивление во включенном состоянии ($R_{\text{он}}$) и большое отношение $R_{\text{он}}$ к сопротивлению в выключенном состоянии (R_{off});
- малая паразитная емкость в выключенном состоянии (C_{off});
- быстрая скорость фазового перехода;
- сохранение физических свойств при многократных циклах переключения;
- оптимальная температура фазового перехода.

Некоторые соединения халькогенидных стекол обладают перечисленными свойствами. В качестве эталонного материала был исследован GST [9–11], однако, как оказалось, соединения типа $\text{Ge}_x\text{Te}_{1-x}$, например $\text{Ge}_{50}\text{Te}_{50}$, предпочтительны для использования в СВЧ ПК по ряду причин.

Во-первых, удельное сопротивление GeTe в кристаллическом состоянии на несколько порядков ниже, чем у GST, а отношение $R_{\text{off}}/R_{\text{он}}$ существенно выше (рис. 2) и может достигать 10^6 . Во-вторых, температура кристаллизации GeTe варьируется от 180 до 250 °C, тогда как температура некоторых составов GST может достигать 350 °C, что осложняет управление переключением. Кроме того, GeTe обладает лучшими показателями изоляции и потерь на высоких частотах и имеет очень низкий FOM. Несмотря на то что время фазового перехода у GST меньше на несколько порядков, все-таки для высокочастотных приложений в качестве материала для переключателей соединения GeTe предпочтительнее [12].

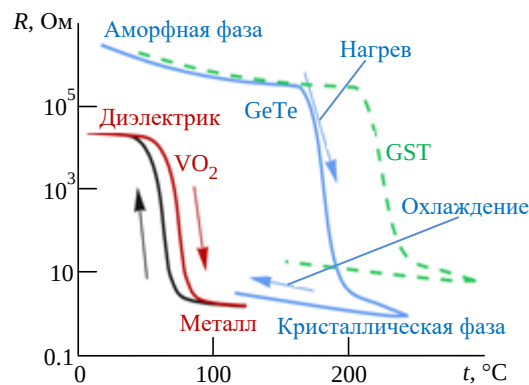


Рис. 2. Типичный вид зависимости сопротивления от температуры для различных материалов с фазовым переходом [9–11]

Fig. 2. Typical resistance vs. temperature dependence for various phase-change materials [9–11]

В современной литературе GST продолжают активно исследоваться для переключения оптических сигналов. В этом случае коммутируются оптические сигналы (свет), а ключевым параметром, определяющим перспективность использования материала, являются не электрические сопротивление и емкость, а комплексный показатель преломления. Изменение этого показателя для соединения $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ значительно выше, чем для GeTe , а на ключевой для фотоники длине волны 1550 нм достигается исключительно высокий контраст, что делает $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ оптимальным для телекоммуникаций [13, 14]. Однако, так как данная статья посвящена в первую очередь СВЧ-переключателям, в следующих разделах рассматриваются результаты разработок ПК на основе GeTe .

Следует отметить, что халькогенидные стекла – не единственный материал, на основе которого предпринимаются попытки создать переключатель. Оксид ванадия (VO_2) также является материалом с фазовым переходом первого рода, но имеет другой механизм перехода. В аморфное состояние VO_2 не переходит, однако меняется его электронная структура и при нагреве изменяются проводящие свойства материала (переход металл–диэлектрик), в результате чего активное сопротивление материала меняется на 3–4 порядка (рис. 2). В англоязычной литературе такие переходы называются MIT (Metal-Insulator Transition), а материал на основе такого перехода называют Phase Transition Material (PTM).

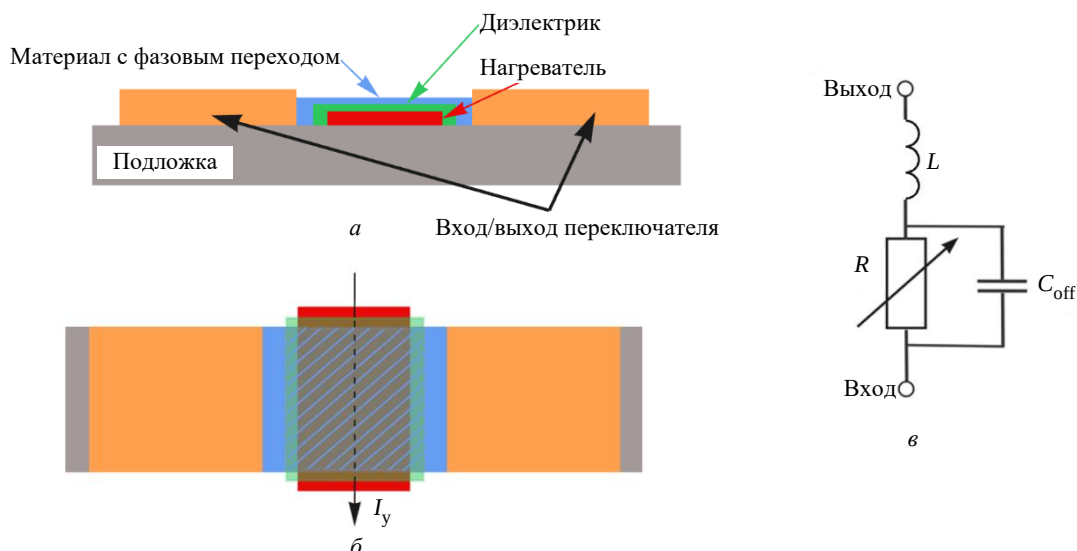


Рис. 3. Принцип работы переключателя на материале с фазовым переходом: *a* – упрощенная структура; *б* – протекание управляющего тока; *в* – упрощенная эквивалентная схема

Fig. 3. Operating principle of a phase-change material switch: *a* – simplified structure; *b* – flow of control current; *c* – simplified equivalent circuit

Фазовый переход VO_2 происходит при сравнительно низкой температуре, около 68°C , что может затруднять эксплуатацию конечного устройства и делает такие устройства чувствительными к температуре окружающей среды. Отношение сопротивлений в непроводящем и проводящем состоянии меньше, чем у PCM. Для поддержания состояния с низкой проводимостью необходим постоянный нагрев материала, т. е. VO_2 работает на эффекте памяти, так что такие ПК не могут быть незергозависимыми. Однако скорость фазового перехода VO_2 ниже и есть вероятность, что радиочастотные характеристики в терагерцевом диапазоне будут превосходить другие технологии. Результаты измерений экспериментального образца показали, что у такого ПК $\text{FOM} = 15.4$ фс [11]. На данный момент публикаций, посвященных переключателям на основе VO_2 , мало, но стоит ожидать повышения интереса к данной технологии в ближайшее время.

Конструкция переключателей на основе материалов с фазовым переходом. Принцип работы. Канал связи переключателя формируется непосредственно из материала с фазовым переходом. Принцип построения такого переключателя одинаков для всех типов материалов (PCM и PTM): между металлическими контактами, являющимися входом и выходом переключателя, послойно укладываются материал с фазо-

вым переходом, диэлектрик и нагревательный элемент (рис. 3, *a*). Управляющий ток (I_y), проходящий через нагреватель (рис. 3, *б*), активирует нагрев и регулирует температуру, что вызывает фазовый переход. В общем виде эквивалентная схема переключателя представляет собой последовательное соединение паразитной индуктивности L с параллельной RC -цепочкой, состоящей из емкости и переменного сопротивления, значение которого зависит от состояния материала (рис. 3, *в*) [11]. Наличие индуктивности снижает линейность, повышает вносимые потери с ростом частоты и ограничивает скорость нарастания тока через нагреватель, а следовательно, увеличивает время переключения [2].

Для управления переключателем на основе PCM используются короткие тепловые импульсы (рис. 4) [7, 11, 12]. Переключение фаз происходит по-разному для включения и выключения ПК. Если переключатель выключен, то материал находится в аморфной фазе, и для перевода его во включенное состояние необходимо, чтобы с помощью управляющего тока от нагревателя был передан тепловой импульс, превышающий для GeTe температуру кристаллизации (размягчения) $t_{\text{кр}} \sim 190^\circ\text{C}$. Длительность такого импульса должна быть порядка единиц микросекунд, чтобы атомы материала успели перестроиться в упорядоченную кри-

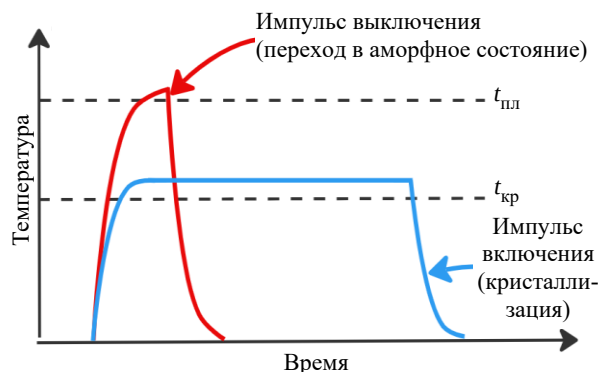


Рис. 4. Температурные импульсы включения и выключения PCM ПК [7], [13]

Fig. 4. Form of switching temperature pulses for a PCM-based switch: $t_{кр}$ – crystallization temperature; $t_{пл}$ – melting temperature [7], [13]

сталлическую решетку. Мощность такого импульса весьма умеренная (~ 0.5 Вт). Кристаллизованное состояние имеет меньшее электрическое сопротивление и сохраняется после остывания. Затем ПК переходит во включенное состояние. Чтобы выключить переключатель, необходимо снова перевести PCM в аморфное состояние. Для этого с помощью управляющего тока нагреватель формирует более короткий импульс температуры, превышающий температуру плавления ($t_{пл}$). Для GeTe $t_{пл} > 725$ °C. Мощность такого импульса больше, чем импульса включения (~ 1.55 Вт). Атомы материала становятся неупорядоченными, и если охлаждение происходит достаточно быстро (~ 100 нс), то материал отвердевает в аморфном состоянии с большим электрическим сопротивлением. Ввиду разницы тепловых воздействий при включении и выключении ПК время включения и выключения у конечного устройства разное [15].

Виды нагрева. Конструкционно для такого типа переключателей различают прямой и косвенный нагрев. При прямом нагреве ток проходит непосредственно через слой GeTe, который соединен как с входными и выходными электродами самого переключателя, так и с нагревательными контактами (рис. 5, а). В случае косвенного нагрева нагреватель изолирован от PCM-слоя диэлектриком, т. е. нагрев происходит за счет теплопередачи через изоляционный слой (рис. 5, б).

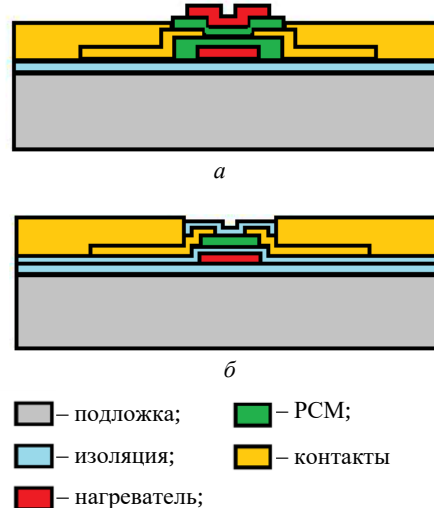


Рис. 5. Пример структур переключателя на PCM: а – с прямым нагревом; б – косвенным [15]

Fig. 5. Example structures of a PCM-based switch: а – with direct heating; б – with indirect heating [15]

В первом случае создается два перпендикулярных потока: для управляющего тока и СВЧ-сигнала. Из-за этого ограничивается отношение R_{off}/R_{on} , а также возникает риск пробоя GeTe при переходе материала в аморфную стадию. С другой стороны, прямой нагрев имеет больший КПД, так как вся энергия тратится непосредственно на нагрев слоя GeTe, а благодаря отсутствию изоляции нужная температура достигается быстрее и время переключения оказывается меньше. Есть данные, показывающие, что при прямом нагреве оказываются ниже уровень вносимых потерь и выше развязка переключателя. При косвенном нагреве обеспечивается более равномерное тепловое воздействие на PCM, благодаря чему снижаются риски его пробоя. Изолированность постоянного и переменного токов позволяет упрощать конструкцию без использования дополнительных цепей развязки. Такие переключатели оказываются более надежными и лучше совместимы с другими каскадами, однако при этом они медленнее, на высоких частотах имеют большие потери за счет наличия паразитной емкости и менее энергоэффективны, так как тепло должно передаваться через слой изоляции [16, 17].

Выбор того или иного типа нагрева – это компромисс между сложностью проектирования, долговечностью и КПД. Прямой нагрев предпочтителен для более высокочастотных

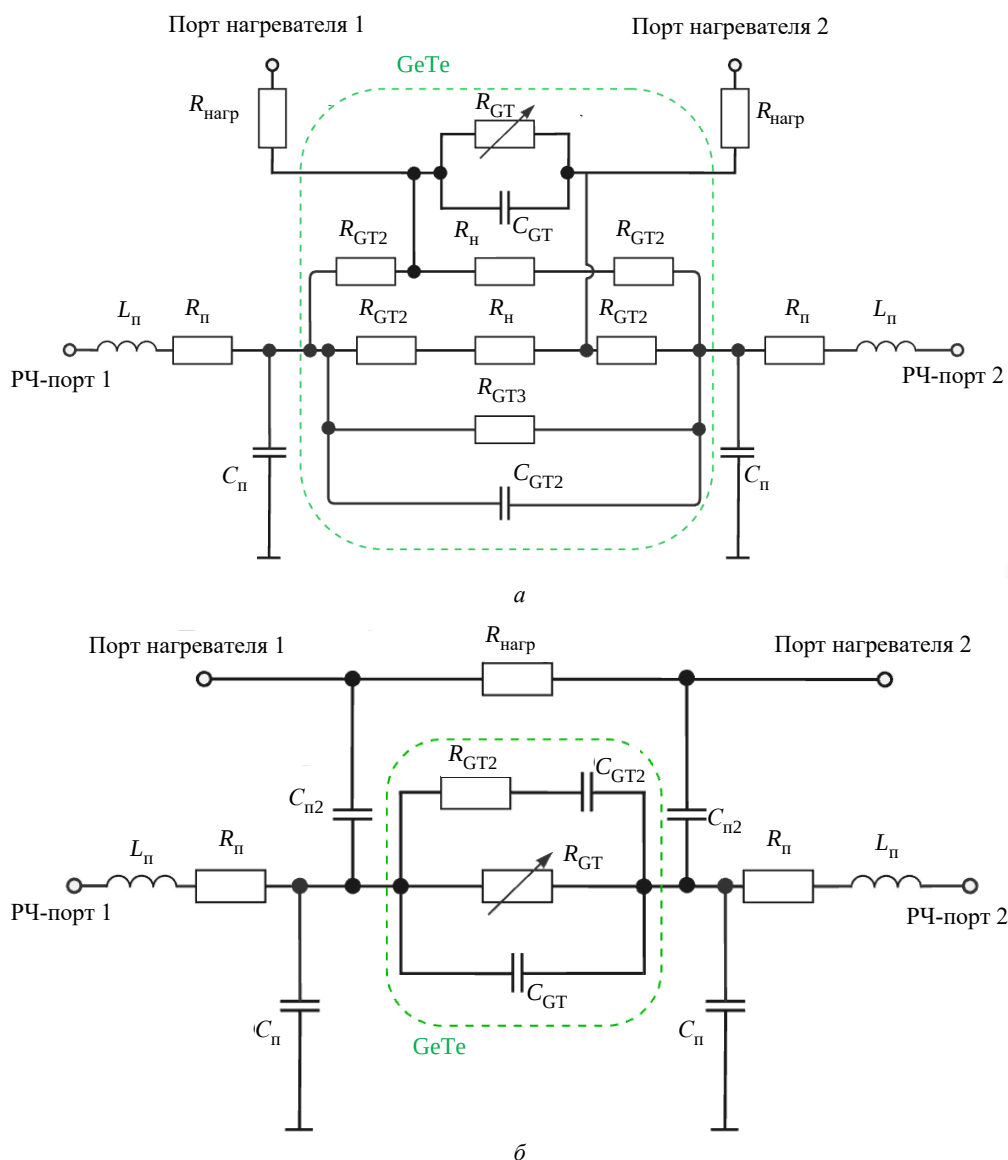


Рис. 6. Эквивалентные схемы переключателя на основе GeTe: а – с прямым нагревом; б – косвенным нагревом

Fig. 6. Equivalent circuits of a GeTe-based switch: а – with direct heating; б – with indirect heating

устройств, когда критичны низкие потери и скорость переключения, косвенный нагрев более надежен и лучше подходит для сложных многомодульных систем [16, 17].

Моделирование переключателей с прямым и косвенным нагревом предполагает использование разных эквивалентных схем. В обеих схемах учитывается собственное переменное сопротивление R_{GT} и емкость C_{GT} PCM в виде параллельного RC-звена и собственного сопротивления нагревателя ($R_{нагр}$), а также паразитное сопротивление ($R_{П}$) и индуктивность ($L_{П}$) неидеальных выводов и емкость ($C_{П}$), образующаяся за счет подложки и металлического слоя, в остальном ключе-

вые паразитные и электрические параметры имеют значительные отличия (рис. 6) [17].

Эквивалентная схема переключателя с прямым нагревом (рис. 6, а) учитывает: $R_{нагр}$ – сопротивление GeTe вдоль основного пути протекания управляющего тока нагревателя; R_{GT2} и R_{GT3} – сопротивления радиочастотного канала в поперечном и продольном направлениях соответственно; C_{GT2} – эквивалентная емкость между металлическими выводами радиочастотных портов.

Для схемы с косвенным нагревом (рис. 6, б) сопротивление нагревателя ($R_{нагр}$) учитывается параллельно слою GeTe; наличие изоляционного слоя обуславливает еще один тип пара-

зитных емкостей $C_{п2}$; связь между радиочастотными (РЧ) портами также учитывается эквивалентными емкостью $C_{ГТ2}$ и сопротивлением $R_{ГТ2}$, но в более простом виде – как последовательная RC -цепочка.

Однозначно сказать, какой тип нагрева лучше, невозможно. В литературе встречаются устройства как с прямым нагревом [18], так и с косвенным [7, 8]. Кроме того, возможно использование комбинированного нагрева, когда для перехода в аморфную фазу используется прямой нагрев, а в кристаллическую – косвенный. Это позволяет снизить потребляемую мощность и обеспечить более точный контроль температуры.

Материалы вспомогательных слоев переключателя. Выбор материалов нагревателя, подложки и изолятора – это важный пункт при проектировании переключателей на основе материалов с фазовым переходом.

При прямом и косвенном нагреве требования к свойствам нагревателя разные. В первом случае важны:

- оптимальное сопротивление материала: с одной стороны, сопротивление слоя нагревателя должно быть небольшим, иначе будет большим напряжение, необходимое для нагрева; с другой стороны, это сопротивление должно быть значительно выше сопротивления РСМ, чтобы большая часть мощности рассеивалась на нагревателе;

- химическая инертность материала нагревателя с РСМ: эти слои контактируют друг с другом и важно, чтобы между ними не возникло химической реакции;

- коэффициент теплового расширения должен быть близок к РСМ, чтобы не создавать механических напряжений;

- материал нагревателя должен иметь хорошую адгезию с РСМ.

В качестве материала при прямом нагреве рекомендуется использовать нитрид титана (TiN), хотя следует отметить, что он склонен к трещинам при большом количестве переключений [16, 17].

Выбор материала нагревателя для косвенного нагрева также должен отвечать ряду рекомендаций:

- сопротивление материала должно быть достаточно мало, чтобы обеспечить небольшие

напряжения управления. Обычно сопротивление нагревателя, требуемое для косвенного нагрева, меньше, чем для прямого;

- высокая температура плавления: так как нагреватель передает тепло через слой изолятора, он должен разогреваться сильнее и выдерживать большие температуры, чем при прямом нагреве;

- минимизация паразитной емкости.

В качестве материала при косвенном нагреве рекомендуется использовать вольфрам (W), так как он обладает низким сопротивлением. Однако вольфрам может создавать сильные механические напряжения при нагреве и требует точного контроля толщины для баланса между мощностью и надежностью. В качестве альтернативы предлагается соединение TiW. Значение сопротивления титановольфрамовых соединений выше, чем у W, но ниже тем у TiN. TiW имеет хорошую адгезию как к диэлектрикам, так и к РСМ (GeTe), и может рассматриваться в качестве компромиссного решения, однако пока мало изучен для применения в РСМ ПК [16, 17].

Косвенный нагрев требует также наличия слоя изолятора, который должен обладать высокой теплопроводностью и хорошей адгезией с GeTe. Для уменьшения значения паразитной емкости материал должен иметь малое значение относительной диэлектрической проницаемости. Чтобы не возникало механических напряжений, значение коэффициента температурного расширения изолятора и GeTe должно быть близко. Кроме того, температура плавления должна быть высокой, чтобы слой изолятора выдерживал передающееся через него тепло. В качестве таких материалов рассматриваются нитриды алюминия (AlN) и кремния (Si₃N₄). AlN обладает большей теплопроводностью, однако требует более тщательной оптимизации процесса осаждения, кроме того, его коэффициент теплового расширения ниже, чем у GeTe в несколько раз, что ухудшает механическую надежность. Толщина слоя изолятора варьируется от 50 до 150 нм. Конечный выбор толщины слоя является компромиссным решением между хорошей теплопередачей и малым значением паразитной емкости [16, 17].

Оптимальный материал подложки также является предметом обсуждения. Прежде всего

подложка должна эффективно отводить тепло, чтобы обеспечить равномерный нагрев и контролируемый фазовый переход. Также желательны соразмерность коэффициентов теплового расширения материала подложки и материалов других слоев переключателя (нагревателя и изолятора) и совместимость со стандартными процессами микроэлектроники. Прежде всего в качестве материала подложки рассматривается кремний, однако его использование без дополнительного слоя изоляции приводит к нестабильности параметров переключателя. Кремниевые подложки отлично совместимы с КМОП-процессом и при массовом производстве переключателей сделают их стоимость более низкой. Однако кремний имеет ряд ограничений на высоких частотах, связанных с паразитными емкостями, проводимостью и увеличением потерь. Поэтому для терагерцового диапазона в качестве материала подложки рассматривается сапфир (Al_2O_3); при этом, однако, следует учитывать, что коэффициент теплового расширения сапфира отличается от GeTe более чем в 10 раз, что может вызвать сложности при охлаждении и ухудшение надежности [7].

Достижимые параметры РСМ-переключателей. Несмотря на то что пока на рынке нет готовых устройств такого типа, в литературе есть информация о создании лабораторных образцов с описанием технологического процесса, который, вероятно, вскоре ляжет в основу серийного производства.

Исследователи Канадского института Ватерлоо представили ряд работ, демонстрирующих поэтапное создание матричного переключателя [18–20]. Сначала был разработан миниатюрный монолитный переключатель Т-типа для переключательных матриц [18].

Для создания такого переключателя (рис. 7) был разработан шестислойный процесс, в ходе которого на сапфировую подложку напыляется слой вольфрама, после чего с помощью травления формируется заданная топология и удаляется лишний материал. Тонкий слой нитрида кремния наносится на вольфрам с использованием плазменно-химического осаждения, предотвращая химическое взаимодействие между слоями. При этом слой напыляется достаточно тонким, чтобы не изменить механизм нагрева. Далее путем маг-

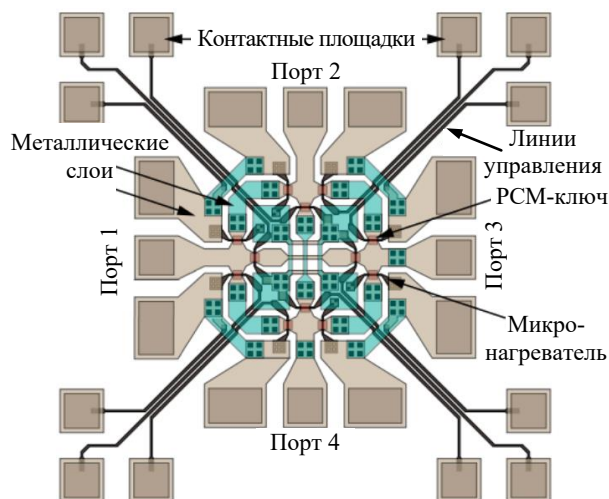


Рис. 7. Топология РСМ-переключателя Т-типа [18]

Fig. 7. Topology of a T-type PCM-based switch [18]

нетронного напыления формируется активный слой переключателя – слой GeTe, геометрия которого корректируется ионным травлением. После этого напыляется слой золота, служащий контактами переключателя, и слой оксида кремния, который защищает активные элементы переключателя от воздействия окружающей среды. В завершение наносится дополнительный слой золота, обеспечивающий соединение выводов переключателя и пассивных компонентов схемы [18]. Готовое устройство проявило неплохие характеристики (табл. 2).

Дальнейшая разработка продемонстрировала полноценную матрицу переключателей, состоящую из каскадного соединения четырех Т-образных ПК. Технологический процесс был усовершенствован добавлением слоя серебра, что снизило время переключения. Совершенствование конструкции переключателя позволило уменьшить паразитные емкости и улучшить механизмы соединения [19]. Однако из-за повышения плотности компоновки компонентов, общего усложнения схемы и взаимного влияния элементов максимальная частота готового устройства была снижена (табл. 2).

Далее удалось создать кроссбарные переключательные матрицы очень миниатюрного размера. Такая архитектура обладает большой гибкостью и возможностью масштабирования. Разработан восьмислойный техпроцесс, который имеет ряд ключевых отличий от предыдущего: материал подложки был заменен высокоомным кремнием и добавлены дополнительные защитные

Табл. 2. Достижимые параметры PCM-переключателей

Tab. 2. Achievable parameters of PCM-based switches

Параметр	Источник										
	[1]	[7]	[8]		[15]	[18]	[19]	[20]		[21]	
			Mod.A	Mod.B				2×2	4×4	Посл.	Парал.
$f_{\min} \dots f_{\max}$, ГГц	0...67	–	0...40		0...40	0...67	0...60	0...40		до 40	
$P_{\max}$, дБм	–	–	–	–	–	–	–	35.5		32	35
ПРЗ, дБм	–	–	–	–	–	–	–	< 41		–	–
IL, дБ	0.25	0.3	0.2...0.25	0.1...0.6	0.1...0.24	< 0.6	< 0.6	< 1.35	< 4.2	0.15	0.4...0.5
Iso, дБ	24	13	22...30	14...20	24	–	> 20	> 24	> 26	14	24
$T_{\text{пр}}$, мкс	–	–	–	–	–	–	1.2 (вкл); 0.2 (выкл)	< 1.1		–	–
FOM, фс	14.4	21.7	6.2	6.3	14.6	–	–	–	–	7.6	14.5
$R_{\text{он}}$, Ом	2.4	1.2	2.3	0.82	0.9	–	–	–	–	1...2	< 1
C_{off} , фФ	6	18.1	2.7	7.7	16.2	–	–	–	–	6.8	20
Размер, мм ²	–	–	20 × 35	20 × 55	–	0.55 × × 0.55	–	0.1	0.96 × × 0.77	–	–

слои (рис. 8). Данные разработки представляют собой первые в мире монокристаллические кроссбарные переключательные матрицы на основе GeTe-материала, обладающие отличными радиочастотными характеристиками (табл. 2), совместимые с КМОП-технологиями и полностью готовые к промышленному внедрению [20].

Следует отметить, что достижимые параметры меняются в зависимости от способа подключения радиочастотных портов. Различают последовательную (рис. 9, а) и параллельную (рис. 9, б) конфигурации. Оказалось, что при последовательном включении портов переключатель имеет меньшие потери и FOM, а при параллельном – лучше изоляция (табл. 2). Также есть основания рассматривать гибридные конфигурации [21].

Количество публикаций, демонстрирующих отличные параметры переключателей (табл. 2) на основе материалов с фазовым переходом, постоянно растет [1, 7, 8, 15]. Оптимизация структуры позволила американским инженерам получить переключатель с низким FOM [8] на кремниевой пластине, что делает данное устройство хорошо совместимым с существующими технологиями. На данный момент это рекордно низкое значение FOM для радиочастотных переключателей. Отметим, что такие ПК демонстрируют очень широкую полосу ($f_{\min} \dots f_{\max}$) и могут использоваться даже на постоянном токе. Демонстрируемые значения максимальной мощности ($P_{\max}$), изоляции (Iso) и вносимых потерь (IL) также говорят

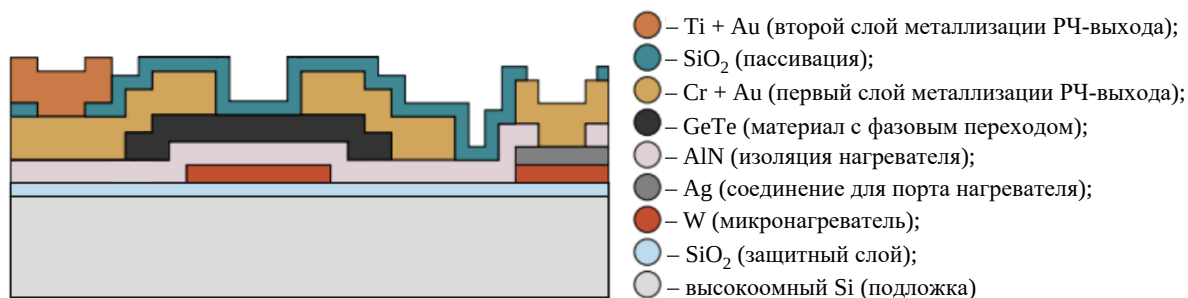


Рис. 8. Структура переключателя на основе материала с фазовым переходом, используемого в кроссбарных матрицах

Fig. 8. Structure of a PCM-based switch used in crossbar matrices

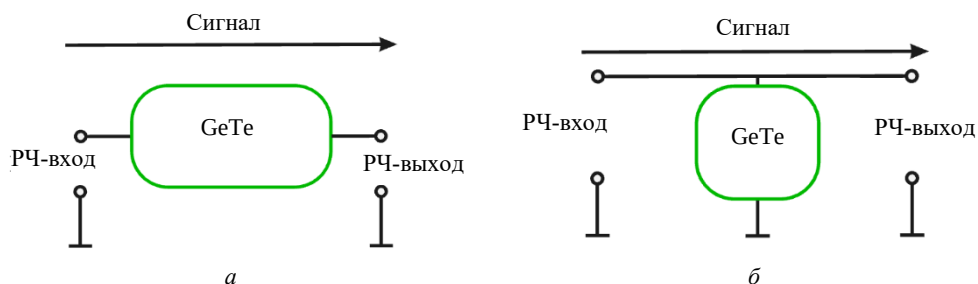


Рис. 9. Возможные конфигурации переключателя: а – последовательная; б – параллельная

Fig. 9. Possible switch configurations: a – series; b – shunt

о перспективности данной технологии.

Заключение. Постоянный поиск новых технологий, способных удовлетворить требования рынка, приводит к появлению новых технических решений. Переключатели на основе материалов с фазовым переходом действительно могут стать альтернативой доминирующим сейчас полупроводниковым решениям: они имеют хороший показатель FOM, конкурентные значения уровней изоляции и вносимых потерь, кроме того, являются достаточно миниатюрными и легко интегрируются с КМОП. Результаты, представленные в литературе, демонстрируют высокую степень готовности ПК на РСМ к коммерческой реализации. Существенным недостатком является ограниченный ресурс таких переключателей:

пока что устройства выдерживают только около 10^6 циклов переключения. Время переключения таких ПК значительно выше, чем у полупроводниковых аналогов, ввиду ограничения физическими свойствами материала. Тем не менее дальнейшая оптимизация структур позволит увеличить ресурс и улучшить показатели качества таких устройств, что, возможно, приведет к появлению на рынке нового класса переключателей. Результаты данного исследования могут быть использованы для обоснования инвестиций в разработку переключателей на основе РСМ, выбора технологии, схемотехнического моделирования переключателей и создания точных моделей, необходимых при проектировании СВЧ-устройств нового поколения.

Список литературы

1. 11 THz figure-of-merit phase-change RF switches for reconfigurable wireless front-ends / J.-S. Moon, H.-Ch. Seo, D. Le, H. H. Fung, A. Schmitz, T. C. Oh, S. Kim, K.-A. Son, D. Zehnder, B. Yang // IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp., Phoenix, USA, 17–22 May 2015. IEEE, 2015. P. 1–4. doi: 10.1109/MWSYM.2015.7167005
2. Emerging memory electronics for non-volatile radiofrequency switching technologies / D. Kim, S. J. Yang, N. Wainstein, S. Skrzypczak, G. Ducournau, E. Pallecchi, H. Happy, E. Yalon, M. Kim, D. Akinwande // Nature Reviews Electrical Engineering. 2024. Vol. 1, № 1. P. 10–23. doi: 10.1038/s44287-023-00001-w
3. Торина Е. М., Кочемасов В. Н., Сафин А. Р. Транзисторы для твердотельных СВЧ-переключателей (обзор) // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 3. С. 6–31. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-3-6-31
4. Торина Е. М., Кочемасов В. Н., Сафин А. Р. Переключательные pin-диоды // СВЧ-электроника. 2021. № 4. С. 10–18.
5. Кочемасов В., Торина Е., Сафин А. МЭМС-переключатели ВЧ/СВЧ-сигналов. Ч. 1–3 // Электроника: наука, технология, бизнес. 2024. Вып. 4–6. С. 76–84; 86–96; 88–97.

6. Shim Y., Hummel G., Rais-Zadeh M. RF switches using phase change materials // IEEE 26th Intern. Conf. on Micro Electro Mechanical Systems, Taipei, Taiwan, 20–24 Jan. 2013. IEEE, 2013. P. 237–240. doi: 10.1109/MEMSYS.2013.6474221
7. A 7.3 THz cut-off frequency, inline, chalcogenide phase-change RF switch using an independent resistive heater for thermal actuation / N. El-Hinnawy, P. Borodulin, B. Wagner, M. R. King, J. S. Mason, E. B. Jones, V. Veliadis, R. S. Howell, R. M. Young, M. J. Lee // IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symp., Monterey, USA, 13–16 Oct. 2013. IEEE, 2013. P. 1–4. doi: 10.1109/CSICS.2013.6659195
8. A 25 THz F_{CO} (6.3 fs $R_{on} \cdot C_{off}$) Phase-Change Material RF Switch Fabricated in a High Volume Manufacturing Environment with Demonstrated Cycling > 1 Billion Times / N. El-Hinnawy, G. Slovin, J. Rose, D. Howard // IEEE/MTT-S Intern. Microwave Symp., Los Angeles, USA, 04–06 Aug. 2020. IEEE, 2020. P. 45–48. doi: 10.1109/IMS30576.2020.9223973
9. Богословский Н. А., Цэндин К. Д. Физика эффектов переключения и памяти в халькогенидных стеклообразных полупроводниках // Физика и техника полупроводников. 2012. Т. 46, № 5. С. 577–608.

10. Bakan G. Electrothermal characterization of phase-change films and devices // *Anadolu University J. of Science and Technology A-Applied Sciences and Engineering*. 2017. Vol. 18, № 5. P. 1057–1065. doi: 10.18038/aubtda.304357
11. Innovative switching technologies for future tunable wireless communications systems / P. Blondy, K. Nadaud, A. Crunteanu, A. Mennai // *IEEE Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Workshop (Hilton Head)*, June 2016, Hilton Head Island, SC. P. 1–4. doi: 10.31438/trf.hh2016.1
12. Nandy T., Anwar F., Coutu Jr R. A. Germanium Telluride: A Chalcogenide Phase Change Material with Many Possibilities // *Phase Change Materials-Technology and Applications*. London: IntechOpen, 2022. P. 1–14. doi: 10.5772/intechopen.108461
13. Optical switching in multilayer structures based on $\text{Ge}_2\text{Sb}_2\text{Te}_5$ / N. Tolkach, N. V. Vishnyakov, P. I. Lazarenko, A. A. Sherchenkov, A. U. Sudakova, D. R. Nazimov // *J. of Physics*. 2020. Vol. 1695. Art. № 012075. doi: 10.1088/1742-6596/1695/1/012075
14. Вишняков Н. В., Вихров С. П., Толкач Н. М. Комплексная локальная диагностика тонкопленочной GST-структуры с фазовыми переходами // *Радиотехника*. 2019. Т. 83, № 11 (18). С. 80–87. doi: 10.18127/j00338486-201911(18)-11
15. Low-loss latching microwave switch using thermally pulsed non-volatile chalcogenide phase change materials / N. El-Hinnawy, P. Borodulin, B. Wagner, M. R. King, E. B. Jones, R. S. Howell, M. J. Lee, R. M. Young // *Appl. Physics Let.* 2014. Vol. 105. Art. № 013501. doi: 10.1063/1.4885388
16. Wang M., Lin F., Rais-Zadeh M. Comparison and analysis of structures of GeTe based phase change RF switches and modeling for power handling capability // *GOMACTech 2015: Government Microcircuit Applications & Critical Technology Conf.*, St Louis, MO, USA, 23–26 March 2015. 4 p.
17. Wang M., Rais-Zadeh M. Development and evaluation of germanium telluride phase change material based ohmic switches for RF applications // *J. of Micromechanics and Microengineering*. 2016. Vol. 27, № 1. Art. № 013001. doi: 10.1088/0960-1317/27/1/013001
18. Singh T., Mansour R. R. Monolithic PCM based miniaturized T-type RF switch for millimeter wave redundancy switch matrix applications // *IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp.*, Boston, USA, 02–07 June 2019. IEEE, 2019. P. 658–660. doi: 10.1109/MWSYM.2019.8700946
19. Singh T., Mansour R. R. Miniaturized DC–60 GHz RF PCM GeTe-based monolithically integrated redundancy switch matrix using T-type switching unit cells // *IEEE Trans. on microwave theory and techniques*. 2019. Vol. 67, № 12. P. 5181–5190. doi: 10.1109/TMTT.2019.2944359
20. Singh T., Mansour R. R. Ultra-Compact Phase-Change GeTe-Based Scalable mmWave Latching Crossbar Switch Matrices // *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. 2021. Vol. 70, № 1. P. 938–949. doi: 10.1109/TMTT.2021.3128589
21. RF Power-Handling performance for direct actuation of germanium telluride switches / A. Leon, B. Reig, E. Perret, F. Podevin, D. Saint-Patrice, V. Puyal, J. Lugo-Alvarez, P. Ferrari // *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. 2020. Vol. 68, № 1. P. 60–73. doi: 10.1109/TMTT.2019.2946145

Информация об авторах

Торина Елена Михайловна – кандидат технических наук (2016), доцент (2026), доцент кафедры формирования и обработки радиосигналов Национального исследовательского университета "МЭИ", старший научный сотрудник ООО "Радиокомп". Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов: радиофизика и электроника; устройства генерирования и формирования радиосигналов.

Адрес: Национальный исследовательский университет "МЭИ", Красноказарменная ул., д. 14, Москва, 111250, Россия

E-mail: dro.em@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4716-2969>

Кочемасов Виктор Неофидович – кандидат технических наук (1976), генеральный директор ООО "Радиокомп". Автор более 150 научных публикаций. Сфера научных интересов: радиотехника; устройства формирования и обработки радиосигналов; фильтры СВЧ; синтезаторы частот и сигналов.

Адрес: ООО "Радиокомп", Волгоградский пр., д. 42, Москва, 109316, Россия

E-mail: kochemasovdv@gmail.com

Сафин Ансар Ризаевич – доктор физико-математических наук (2024), доцент, профессор РАН, профессор кафедры формирования и обработки радиосигналов Национального исследовательского университета "МЭИ", заместитель директора по научной работе Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова Российской академии наук. Автор более 100 научных публикаций. Сфера научных интересов: радиофизика и электроника; физика магнитных явлений; спинтроника.

Адрес: Национальный исследовательский университет "МЭИ", Красноказарменная ул., д. 14, Москва, 111250, Россия

E-mail: arsafin@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6507-6573>

References

1. Moon J.-S., Seo H.-Ch., Le D., Fung H. H., Schmitz A., Oh T. C., Kim S., Son K.-A., Zehnder D., Yang B. 11 THz Figure-of-Merit Phase-Change RF Switches for Reconfigurable Wireless Front-Ends. IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp., Phoenix, USA, 17–22 May 2015. IEEE, 2015, pp. 1–4. doi: 10.1109/MWSYM.2015.7167005
2. Kim D., Yang S. J., Wainstein N., Skrzypczak S., Ducournau G., Pallecchi E., Happy H., Yalon E., Kim M., Akinwande D. Emerging Memory Electronics for Non-Volatile Radiofrequency Switching Technologies. Nature Reviews Electrical Engineering. 2024, vol. 1, no. 1, pp. 10–23. doi: 10.1038/s44287-023-00001-w
3. Torina E. M., Kochemasov V. N., Safin A. R. Transistors for Solid-State Microwave Switches (Review). J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 3, pp. 6–31. (In Russ.)
4. Torina E. M., Kochemasov V. N., Safin A. R. Switching PIN Diodes. Microwave Electronics. 2021, no. 4, pp. 10–18. (In Russ.)
5. Kochemasov V., Torina E., Safin A. MEMS Switches for RF/Microwave Signals. Electronics: Science, Technology, Business. 2024, iss. 4–6, pp. 76–84; 86–96; 88–97. (In Russ.)
6. Shim Y., Hummel G., Rais-Zadeh M. RF Switches Using Phase Change Materials. IEEE 26th Intern. Conf. on Micro Electro Mechanical Systems, Taipei, Taiwan, 20–24 Jan. 2013. IEEE, 2013, pp. 237–240. doi: 10.1109/MEMSYS.2013.6474221
7. El-Hinnawy N., Borodulin P., Wagner B., King M. R., Mason J. S., Jones E. B., Veliadis V., Howell R. S., Young R. M., Lee M. J. A 7.3 THz Cut-Off Frequency, Inline, Chalcogenide Phase-Change RF Switch Using an Independent Resistive Heater For Thermal Actuation. IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symp., Monterey, USA, 13–16 Oct. 2013. IEEE, 2013, pp. 1–4. doi: 10.1109/CSICS.2013.6659195
8. El-Hinnawy N., Slovin G., Rose J., Howard D. A 25 THz F_{CO} (6.3 fs $R_{on} \cdot C_{off}$) Phase-Change Material RF Switch Fabricated in a High Volume Manufacturing Environment with Demonstrated Cycling > 1 Billion Times. 2020 IEEE/MTT-S Intern. Microwave Symp., Los Angeles, USA, 04–06 Aug. 2020. IEEE, 2020, pp. 45–48. doi: 10.1109/IMS30576.2020.9223973
9. Bogoslovskiy N. A., Tsendin K. D. Physics of Switching and Memory Effects in Chalcogenide Glassy Semiconductors. Semiconductors. 2012, vol. 46, pp. 577–608. doi: 10.1134/S1063782612050065
10. Bakan G. Electrothermal Characterization of Phase-Change Films and Devices. Anadolu University J. of Science and Technology A-Applied Sciences and Engineering. 2017, vol. 18, no. 5, pp. 1057–1065. doi: 10.18038/aubtda.304357
11. Blondy P., Nadaud K., Crunteanu A., Mennai A. Innovative Switching Technologies for Future Tunable
Переключатели на основе материала с фазовым переходом
Switches Based on Phase-Change Material
12. Nandy T., Anwar F., Coutu Jr R. A. Germanium Telluride: A Chalcogenide Phase Change Material with Many Possibilities. Phase Change Materials-Technology and Applications. London, IntechOpen, 2022, pp. 1–14. doi: 10.5772/intechopen.108461
13. Tolkach N., Vishnyakov N. V., Lazarenko P. I., Sherchenkov A. A., Sudakova A. U., Nazimov D. R. Optical Switching in Multilayer Structures Based on $Ge_2Sb_2Te_5$. J. of Physics. 2020, vol. 1695, art. no. 012075. doi: 10.1088/1742-6596/1695/1/012075
14. Vishnyakov N. V., Vikhrov S. P., Tolkach N. M. Comprehensive Local Diagnostics of a Thin-Film GST Structure with Phase Transitions. J. Radioengineering. 2019, vol. 83, no. 11 (18), pp. 80–87. (In Russ.) doi: 10.18127/j00338486-201911(18)-11
15. El-Hinnawy N., Borodulin P., Wagner B., King M. R., Jones E. B., Howell R. S., Lee M. J., Young R. M. Low-Loss Latching Microwave Switch Using Thermally Pulsed Non-Volatile Chalcogenide Phase Change Materials. Appl. Physics Lett. 2014, vol. 105, art. no. 013501. doi: 10.1063/1.4885388
16. Wang M., Lin F., Rais-Zadeh M. Comparison and Analysis of Structures of GeTe Based Phase Change RF Switches and Modeling for Power Handling Capability. GOMACTech 2015: Government Microcircuit Applications & Critical Technology Conf., St Louis, MO, USA, 23–26 March 2015, 4 p.
17. Wang M., Rais-Zadeh M. Development and Evaluation of Germanium Telluride Phase Change Material Based Ohmic Switches for RF Applications. J. of Micromechanics and Microengineering. 2016, vol. 27, no. 1, art. no. 013001. doi: 10.1088/0960-1317/27/1/013001
18. Singh T., Mansour R. R. Monolithic PCM Based Miniaturized T-type RF Switch for Millimeter Wave Redundancy Switch Matrix Applications. IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp., Boston, USA, 02–07 June 2019. IEEE, 2019, pp. 658–660. doi: 10.1109/MWSYM.2019.8700946
19. Singh T., Mansour R. R. Miniaturized DC–60 GHz RF PCM GeTe-Based Monolithically Integrated Redundancy Switch Matrix Using T-Type Switching Unit Cells. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2019, vol. 67, no. 12, pp. 5181–5190. doi: 10.1109/TMTT.2019.2944359
20. Singh T., Mansour R. R. Ultra-Compact Phase-Change GeTe-Based Scalable mmWave Latching Crossbar Switch Matrices. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2021, vol. 70, no. 1, pp. 938–949. doi: 10.1109/TMTT.2021.3128589
21. Leon A., Reig B., Perret E., Podevin F., Saint-Patrice D., Puyal V., Lugo-Alvarez J., Ferrari P. RF Pow-

er-Handling Performance for Direct Actuation of Germanium Telluride Switches. IEEE Trans. on Microwave

Theory and Techniques. 2020, vol. 68, no. 1, pp. 60–73.
doi: 10.1109/TMTT.2019.2946145

Information about the authors

Elena M. Torina, Cand. Sci. (Eng.) (2016), Associate Professor (2026), Associate Professor of the Department of Radio Signal Generation and Processing of National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Senior Researcher of LLC "Radiokomp". The author of more than 40 scientific publications. Area of expertise: radiophysics and electronics; radio signals oscillators.

Address: National Research University "Moscow Power Engineering Institute", 14, Krasnokazarmennaya St., Moscow 111250, Russia

E-mail: dro.em@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4716-2969>

Victor N. Kochemasov, Cand. Sci. (Eng.) (1976), General Director of LLC "Radiokomp". The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: radio engineering; devices for the generation and processing of radio signals; microwave filters; synthesizers of frequencies and signals.

Address: LLC "Radiokomp", 42, Volgogradsky Ave., Moscow 109316, Russia

E-mail: kochemasovdv@gmail.com

Ansar R. Safin, Dr Sci. (Phys.-Math.) (2024), Associate Professor, Professor of RAS, Professor of the Department of Formation and Processing of Radio Signals of National Research University "Moscow Power Engineering Institute", Deputy Director for Research of Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: radiophysics and electronics; physics of magnetic phenomena; spintronics.

Address: National Research University "Moscow Power Engineering Institute", 14, Krasnokazarmennaya St., Moscow 111250, Russia

E-mail: arsafin@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6507-6573>

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

УДК 004.89, 620.1.08, 681.786.5, 681.7.014.3

Научная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2026-29-4-99-111>

Применение искусственного интеллекта для фильтрации оптических изображений дефектов на поверхности колеса и восстановление пропущенных участков данных на основе гостированной формы обода колеса

К. Г. Аринушкина^{1✉}, П. И. Цомаев², Д. С. Проводин³, В. В. Давыдов^{1,2,3}

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Россия

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

³Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия

✉k-arinushkina@mail.ru

Аннотация

Введение. Современные тенденции развития железнодорожного транспорта, связанные с повышением скоростей и грузонапряженности, предъявляют новые требования к системам технического диагностирования. Особую критическую значимость приобретает контроль состояния колесных пар, поскольку их дефекты напрямую влияют на безопасность движения. Традиционные методы диагностики требуют остановки состава и обладают низкой оперативностью. Существующие оптические системы зачастую неспособны функционировать в условиях высокоскоростного движения и интенсивных электромагнитных помех, что серьезно затрудняет непрерывный мониторинг.

Цель работы. Разработка и апробация автоматизированной оптической системы, обеспечивающей высокоскоростной мониторинг геометрии поверхности катания колес в реальном времени без остановки подвижного состава.

Материалы и методы. Предлагаемая система размещается ниже головки рельса и включает массив из восьми термостабилизированных импульсных лазеров, синхронизированных с высокочувствительными КМОП-матрицами. Методологической основой служит темнопольная схема регистрации, позволяющая селективно отделять сигнал от дефектов на фоне помех. Для устранения интерференционных искажений применяется оригинальный алгоритм последовательного раздельного сканирования элементов колеса. Обработка полученных данных выполняется с использованием алгоритмов на основе искусственного интеллекта. Экспериментальная проверка реализуется в лабораторных условиях на стенде и в ходе натурных испытаний на железнодорожном перегоне.

Результаты. Эксперименты подтверждают устойчивую работоспособность системы при скоростях движения до 100 км/ч, а также ее высокую помехоустойчивость к электромагнитным воздействиям. Интеллектуальные алгоритмы обработки данных обеспечивают определение геометрических параметров профиля колеса с точностью до 0.2 мм. Применение искусственного интеллекта позволяет эффективно подавлять остаточные помехи, регистрируемые матрицей.

Заключение. Разработанная система демонстрирует значительное преимущество перед традиционными методами, обеспечивая оперативный контроль без остановки движения. В отличие от существующих аналогов предложенное решение адаптировано к эксплуатации в сложных условиях высоких скоростей и помех. Внедрение данной технологии закладывает основу для перехода к предиктивной аналитике и техническому обслуживанию по фактическому состоянию в железнодорожной отрасли.

Ключевые слова: искусственный интеллект, лазерное излучение, геометрические параметры колеса, абсолютная погрешность, фильтрация изображений

Для цитирования: Применение искусственного интеллекта для фильтрации оптических изображений дефектов на поверхности колеса и восстановление пропущенных участков данных на основе гостированной формы обода колеса / К. Г. Аринушкина, П. И. Цомаев, Д. С. Проводин, В. В. Давыдов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 4. С. 99–111.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-99-111

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 26.02.2026; принята к публикации после рецензирования 23.06.2026; опубликована онлайн 30.09.2026



Use of Artificial Intelligence to Filter Optical Images of Wheel Surface Defects and Reconstruct Missing Data Based on Standardized Wheel Rim Geometry

Kseniya G. Arinushkina^{1✉}, Pavel I. Tsomaev², Danil S. Provodin³, Vadim V. Davydov^{1,2,3}

¹Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, St Petersburg, Russia

²Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

³Peter the Great Saint Petersburg Polytechnic University, St Petersburg, Russia

✉k-arinushkina@mail.ru

Abstract

Introduction. Modern trends in the development of railway transport, associated with increasing speeds and loads, impose stricter requirements on technical diagnostic systems. Continuous monitoring of wheelset condition is of critical importance, since their defects directly affect operational safety. Conventional diagnostic methods require trains to be taken out of service for inspection, resulting in limited efficiency. Existing optical inspection systems often fail to operate reliably in conditions of high-speed traffic and intense electromagnetic interference, significantly impeding the possibility of continuous monitoring.

Aim. To develop and test an automated optical system for real-time high-speed monitoring of rolling surface geometry without taking the rolling stock out of service.

Materials and methods. The proposed system is installed beneath the rail head and includes an array of eight thermally stabilized pulsed lasers synchronized with high-sensitivity CMOS arrays. The system is based on a dark-field imaging scheme that selectively captures signals from defects against the background of interference. To minimize interference-related distortions, an original algorithm for sequential separate scanning of wheel elements is used. The data is processed using AI-based algorithms. The system was experimentally validated both in laboratory conditions on a test bench and during field tests on a railway track.

Results. The experiments confirmed the stable operation of the system at speeds up to 100 km/h, as well as its high noise immunity to electromagnetic interference. AI-based data processing algorithms enable the determination of geometric parameters of the wheel profile with an accuracy of 0.2 mm. The use of artificial intelligence makes it possible to effectively suppress residual interference detected by the matrix.

Conclusion. The developed system offers significant advantages over conventional diagnostic methods by enabling real-time inspection without interrupting railway operations. Unlike existing analogues, the proposed system is adapted to operation in difficult conditions of high speeds and strong interference. Its implementation forms a basis for the transition to predictive analytics and maintenance strategies based on the actual condition of the railway industry.

Keywords: artificial intelligence, laser radiation, wheelset geometry, absolute uncertainty, image filtering

For citation: Arinushkina K. G., Tsomaev P. I., Provodin D. C., Davydov V. V. Use of Artificial Intelligence to Filter Optical Images of Wheel Surface Defects and Reconstruct Missing Data Based on Standardized Wheel Rim Geometry. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 4, pp. 99–111.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-99-111

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

Submitted 26.02.2026; accepted 23.06.2026; published online 30.09.2026

Введение. Возрастающая интенсивность железнодорожных перевозок, в первую очередь пассажирского сегмента, актуализирует задачу совершенствования систем мониторинга состояния как путевой инфраструктуры, так и подвижного состава. Ключевой элемент данной задачи – оперативная диагностика колесных

пар. Традиционные методы контроля, основанные на ручных измерениях в условиях планового осмотра или с применением переносных приборов, характеризуются значительной трудоемкостью, требуют длительных временных затрат и обязательной остановки состава. Это снижает их эффективность в условиях интен-

100 Применение искусственного интеллекта для фильтрации оптических изображений дефектов на поверхности колеса и восстановление пропущенных участков данных на основе гостированной формы обода колеса
Use of Artificial Intelligence to Filter Optical Images of Wheel Surface Defects and Reconstruct Missing Data Based on Standardized Wheel Rim Geometry

сивной эксплуатации [1–4]. Так как железная дорога пронизана различными линиями электропередачи, которые создают большое число помех, для контроля в основном используются оптические методы.

С другой стороны, оптические системы, используемые на городском электротранспорте (метрополитен, трамвай) [5, 6], демонстрируют ограниченную применимость для магистральных железных дорог. Помимо критической зависимости от атмосферных условий (помутнение, осадки) и риска загрязнения оптических элементов они не обеспечивают необходимой точности измерений при высоких скоростях движения, характерных для междугородного сообщения (100...160 км/ч). Важно отметить: к системам, развертываемым в инфраструктуре метро и трамвая, предъявляется дополнительное требование – устойчивость к электромагнитным помехам от силовых линий и контактной сети, что также присутствует на железной дороге [7–10].

Существующие разработки на базе лазерных излучателей и матричных фотоприемников, оснащенные специализированными алгоритмами обработки изображений, позволяют определять геометрические параметры колес (толщину гребня, высоту, крутизну) с точностью до 0.2 мм в статических условиях или на низких скоростях [11–13]. Однако с ростом скорости (свыше 30 км/ч) возникают существенные погрешности, что не соответствует регламентированным скоростям движения грузовых (до 70 км/ч) и пассажирских (до 160 км/ч) составов.

Таким образом, цель настоящего исследования – разработка автоматизированной оптической системы для контроля геометрии поверхности катания и гребня колесных пар, размещаемой ниже уровня головки рельса. Ключевой аспект разработки – обеспечение высокой точности измерений в широком диапазоне эксплуатационных скоростей. Это требует создания новых алгоритмов обработки оптических изображений методами искусственного интеллекта (ИИ), предназначенных для автоматического выделения целевых признаков, фильтрации шумов и компенсации искажений, вызванных высокой скоростью и вибрацией [14, 15]. Анализ ранее используемых алгоритмов приведен в ли-

тературе [16, 17]. Применение ИИ позволит значительно повысить надежность и достоверность диагностических данных.

Методы (Материалы и методы). При повреждении поверхности колеса (рис. 1) отраженный от дефекта лазерный луч создает на регистраторе особую световую картину, похожую на ту, что возникает при дифракции на решетке. Сравнивая эту картину с изображением от исправной поверхности, можно определить характеристики дефекта. Например, повреждение гребня хорошо заметно по явному и устойчивому изменению картинки.

Для фиксации подобных изображений в динамическом режиме при скоростях движения до 100 км/ч была разработана специализированная оптико-электронная система. Ее формирующая часть состоит из восьми импульсных лазерных модулей с длиной волны 638 нм, оснащенных активной системой термостабилизации на элементах Пельтье для минимизации дрейфа параметров излучения. Каждый модуль проецирует на контролируемую поверхность колеса световую линию протяженностью ~ 60 см, обеспечивая полный охват рабочей ширины, включая зону гребня [2]. На каждое колесо берется по 2 сечения – в точке стробирования производится сканирование спереди и сзади. На каждый профиль требуется по 2 лазерных профилометра, расположенных под уг-



Рис. 1. Повреждение поверхности колеса

Fig. 1. Wheel surface damage

лом, чтобы зафиксировать внутреннюю и внешнюю часть профиля колеса. Подробная схема установки и элементов взаимодействия системы представлена в [17].

Частота съема данных варьируется в зависимости от настроек времени экспозиции от 0 до 8000 мкс. Эмпирическим путем было подобрано время экспозиции 80 мкс. Тогда максимально возможная частота съема данных составляет 12.5 МГц.

Для устранения интерференционных артефактов, возникающих при одновременном освещении обеих зон, применяется программируемое последовательное включение лазерных модулей. При этом возникают различные разрывы в изображениях и артефакты от запаздываний при включениях и выключениях, которые необходимо устранить обработкой.

Применение алгоритмов ИИ для анализа данных. Для точного вычисления геометрических параметров из полученных данных (рис. 2) разработан специализированный программный модуль на основе методов ИИ.

Алгоритм выполняет двухэтапный анализ: во-первых, он проводит детальное сравнение формы текущего профиля с эталонной моделью, выделяя аномалии; во-вторых, в зонах аномалий осуществляется целенаправленный поиск и классификация характерных дифрак-

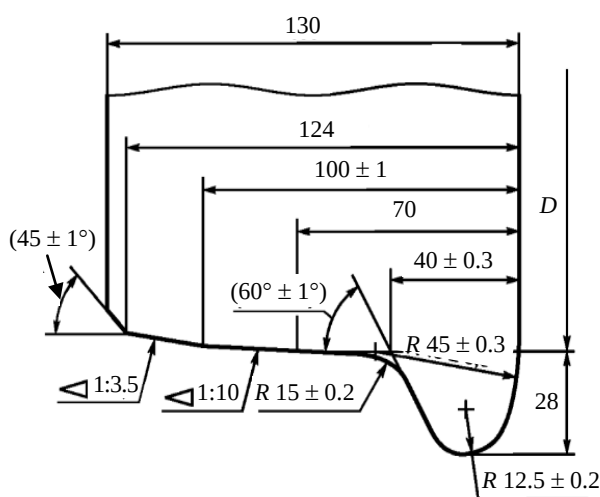


Рис. 2. Профиль колеса для колесных пар тележек грузовых и пассажирских вагонов локомотивной тяги, немоторных вагонов электро- и дизель-поездов, специального железнодорожного подвижного состава

Fig. 2. Wheel profile for wheelsets of freight and passenger cars of locomotive traction, non-motorized cars of electric and diesel trains, special railway rolling stock

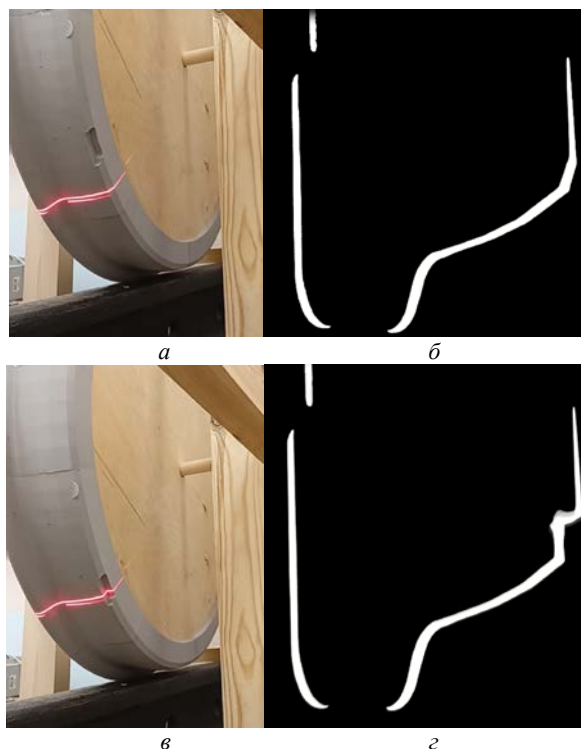


Рис. 3. Макет лабораторного стенда и регистрируемое изображение: а – воздействие лазерного излучения на колесо в зоне, где нет дефекта; б – изображение с фотоприемной матрицы; в – воздействие в зоне, где присутствует дефект; г – изображение от зоны с дефектом

Fig. 3. Layout of the laboratory test bench and registered images: а – effect of laser irradiation of a defect-free area of the wheel; б – image acquired by the photodetector array; в – laser irradiation of the wheel in the defect area; г – image acquired from the defect region

ционных паттернов, которые являются оптическими сигнатурами определенных типов дефектов (рис. 2). Таким образом, задача сводится не только к расчету метрических параметров (толщина гребня, высота и пр.), но и к их интерпретации через сопоставление с библиотекой известных повреждений, что существенно повышает достоверность диагностики.

На рис. 3 показаны характерные сценарии взаимодействия лазерного зондирующего излучения с поверхностью катания и гребнем колеса.

На исследуемом макете на гребне был смоделирован одиночный дефект в форме выбоины, который виден на рис. 3.

Методология регистрации. Ключевым условием успешной регистрации дефектов стала реализация темнопольной схемы регистрации рассеянного излучения. Данный метод был выбран как необходимый для селективного выделения полезного сигнала, несущего инфор-

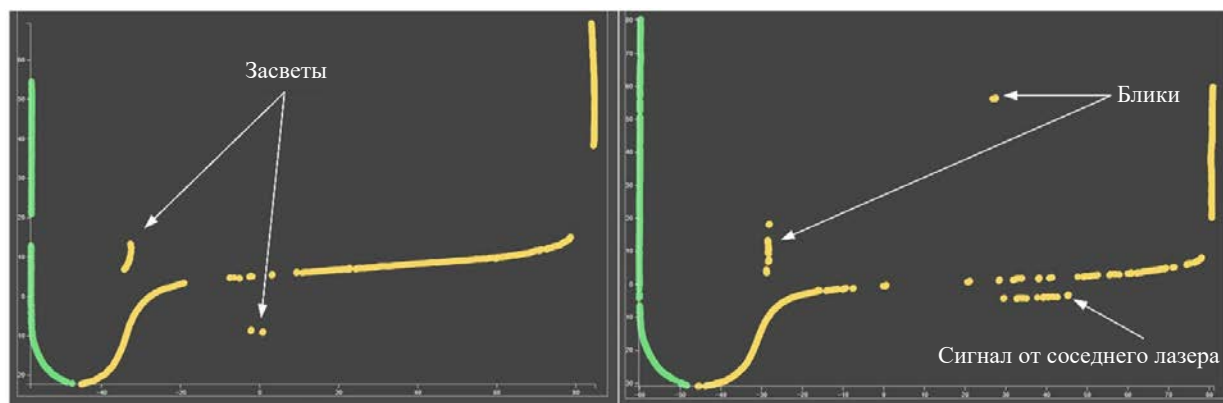


Рис. 4. Регистрируемые изображения

Fig. 4. Registered images

мацию о микронеровностях и локальных неоднородностях поверхности.

В стандартной светлопольной схеме доминирует зеркально отраженный пучок. Эта мощная компонента, практически не модулированная мелкими дефектами, создает на сенсоре засветку, полностью маскируя слабые сигналы, рассеянные микроструктурой поверхности. В темнопольной конфигурации приемная оптика настраивается таким образом, что в ее приемный оптический канал попадает исключительно излучение, рассеянное под большими углами (непрямое отражение). Это позволяет эффективно подавить фоновую зеркальную составляющую.

В результате повышается контраст изображения дефектов, улучшается отношение сигнал/шум и создаются оптимальные условия для последующего количественного анализа морфологии поверхности, включая выявление субмикронных неоднородностей. Как следствие, сигналы, полученные в светлопольном режиме, оказываются непригодными для точных геометрических измерений и достоверной идентификации малозаметных дефектов (особенно в сложной геометрии гребня), так как их обработка потребовала бы реализации исключительно сложных и ресурсоемких алгоритмов фильтрации и разделения сигналов.

Новый алгоритм цифровой фильтрации оптических изображений. Для получения из зашумленных регистрируемых изображений информативных параметров колеса был разработан новый алгоритм, включающий в себя следующие этапы: фильтрацию, поворот, зер-

кальное отражение, сдвиг; прореживание точек с каждого лазера. Исходные сигналы, зарегистрированные фотоприемной матрицей для переднего и заднего профилей колеса до применения алгоритмов цифровой обработки, представлены на рис. 4. Зеленый цвет точек – внутренняя часть профиля; желтый – внешняя часть профиля. При этом видны разрыв в изображении и наличие артефактов, которые не позволяют точно оценить геометрические параметры колеса, представленные на рис. 2, без предварительной обработки данных.

При скорости движения до 100 км/ч неизбежны микросдвиги и вибрации, искажающие кадры. Классические алгоритмы часто не справляются с такими быстрыми, нелинейными искажениями. ИИ способен обучиться эффективно и быстро выравнивать изображения, выделяя значимые признаки объекта независимо от его положения в кадре. По требованиям заказчика время жизни запроса данных с установки составляет 10 мин. Сюда включено время получения данных со всех осей подвижного состава, равное в среднем 5 мин. Среднее время обработки одной оси состава с использованием ИИ – 6 с.

В реальных условиях часть данных может быть потеряна из-за загрязнений, бликов, кратковременных прерываний сигнала. Методы ИИ способны отфильтровать лишние данные, не относящиеся к реальному профилю. В дальнейшем это позволит достроить недостающие фрагменты изображения на основе эталонной модели и априорных данных, таких, как калибровочные поправки, особенности юстировки

каждого профилометра. Это критически важно для обеспечения непрерывности измерений.

Заявленная точность до 0.2 мм при высокой скорости – результат прецизионного анализа, который невозможен без адаптивных алгоритмов. ИИ позволяет проводить сравнение с эталоном не по жестким шаблонам, а с учетом допустимых вариаций, износа, индивидуальных особенностей колеса. Система обучается различать нормальный износ и критические дефекты.

Использование ИИ исключает субъективный человеческий фактор и позволяет перевести трудоемкий процесс визуального и ручного инструментального контроля в режим непрерывного автоматического мониторинга.

Рамочная фильтрация и ICP эффективны против стационарных, предсказуемых помех, но не справляются с нестационарными, контекстно-зависимыми артефактами (засветки, переотражения, переменная плотность), которые составляют основную массу шумов в реальных условиях. Колесо может "гулять" в кадре в пределах 50 мм по координатам x и y . Нейросетевой подход, в отличие от классических методов, не требует формализации всех типов помех и способен обучаться на примерах, что делает его единственным практически применимым решением для данной задачи.

Система работает в условиях интенсивного потока данных с интервалом движения 5 мин. Это накладывает жесткое ограничение на время обработки: полный цикл анализа данных от одного поезда – загрузка из буфера FIFO, обработка, формирование диагностического заключения – не должен превышать 300 с. В противном случае возникает риск переполнения буфера и потери данных следующего состава.

Нейронные сети, особенно после обучения, способны обрабатывать данные в реальном времени, что и требуется для контроля на скорости 100 км/ч.

Для повышения точности выделения параметров колеса в условиях сложных эксплуатационных помех разработан новый алгоритм, объединяющий классические методы фильтрации с технологиями ИИ.

Обучение ИИ. Основой для решения задачи сегментации служит адаптированная архи-

тектура PointNet, ориентированная на прямой анализ облаков точек. Ее ключевое преимущество – сохранение исходной геометрической точности лазерного сканирования без потерь, связанных с преобразованием в сетки или воксели при использовании CNN. Кроме того, данный подход обучается значительно быстрее, чем сверточные нейронные сети CNN. В отличие от PointNet++ базовая версия не анализирует иерархию окрестностей точек. Однако для задачи первичной грубой сегментации (отделение полезного сигнала от шума) глобального контекста оказалось достаточно; уточнение границ выполняется на этапе калибровки системы. Для минимизации переобучения применялась аугментация данных (случайный сдвиг, добавление синтетического шума) и ранняя остановка обучения на основе метрик валидационной выборки.

Каждая точка лазерного профиля рассматривается как элемент неупорядоченного множества и описывается вектором признаков:

$$\mathbf{x}_{in} = (x, y, s),$$

где x, y – пространственные координаты точки; s – идентификатор профилометра.

Для повышения устойчивости сегментации в условиях пропусков данных, вибраций и резких геометрических переходов (гребень, вертикальные участки профиля) в архитектуру введены skip-connections, обеспечивающие сохранение исходной информации о точке на всех этапах обработки. Это снижает чувствительность к локальным изменениям при сильной разреженности облака. Математически преобразование признаков точки в одном из слоев сети можно записать в виде

$$\mathbf{x}_{out} = \sigma \left(W \left[\begin{array}{c} \mathbf{x}_{in} \\ \sigma(V\mathbf{x}_{in}) \end{array} \right] + \mathbf{b} \right),$$

где $\mathbf{x}_{out}$ – выходной вектор признаков; σ – функция активации; W, V – обучаемые весовые матрицы; $\mathbf{x}_{in}$ – входной вектор признаков точки; $[\cdot]$ – операция конкатенации векторов; $\mathbf{b}$ – вектор смещения.

Использование skip-connections позволяет одновременно учитывать как исходные геометрические параметры точки, так и их нелинейные пре-

образования. Это критически важно при анализе профиля колеса с разрывами данных и сложной морфологией поверхности. В результате сохраняется чувствительность к глобальной геометрии профиля и локальным особенностям, обеспечивая корректную классификацию точек даже при наличии значительных пропусков и помех.

Ключевым этапом является первичная сегментация данных, при которой точки облака, сформированного лазерным сканированием, классифицируются по типу сигнала с помощью обученной нейронной сети. Для обучения и последующей интерпретации используется цветовая маркировка (рис. 5).

Разработана классификация точек лазерного сканирования:

Класс 0 (полезный сигнал) представляет собой точки, принадлежащие профилю обода колеса и зарегистрированные соответствующим профилометром. В процессе разметки такие точки сохраняют серый исходный цвет.

Класс 1 (полезный шум) включает в себя следующие точки: относящиеся к профилю обода, но полученные от лазера соседнего профилометра (наведенный сигнал), а также точки, вызванные рассеянием и допустимыми микронеровностями. В процессе разметки все они окрашиваются в синий цвет.

Класс 2 (вредный шум) образуется, если точка не относится к профилю обода колеса, имеет ис-

кажающие артефакты: засвет, блики. В процессе разметки такие точки приобретают красный цвет.

Класс 3 (аномальный шум) образуется, если точка очень сильно выбивается из общей массы, например неклассифицируемые выбросы, критические помехи. В процессе разметки такие точки приобретают черный цвет (рис. 6).

Данный подход обусловлен ограниченностью классических алгоритмических методов, эффективных против детерминированных шумов, но не способных адаптироваться к высокой вариативности и сложной морфологии ар-

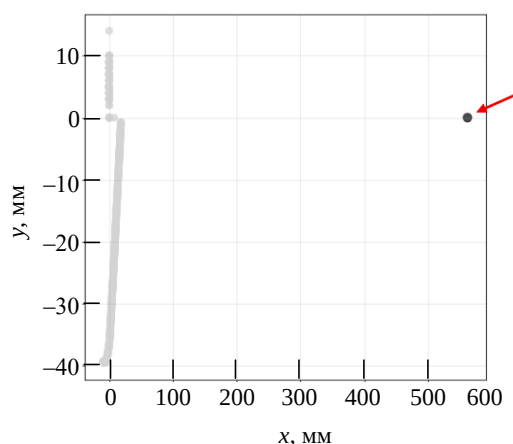


Рис. 6. Пример обозначения аномального шума с сигнала внутреннего профилометра (черный цвет – аномальный шум; светло-серый – внутренняя вертикаль)

Fig. 6. Example of abnormal noise identified in the signal of an internal profilometer (black color indicates abnormal noise; light gray indicates the internal vertical)

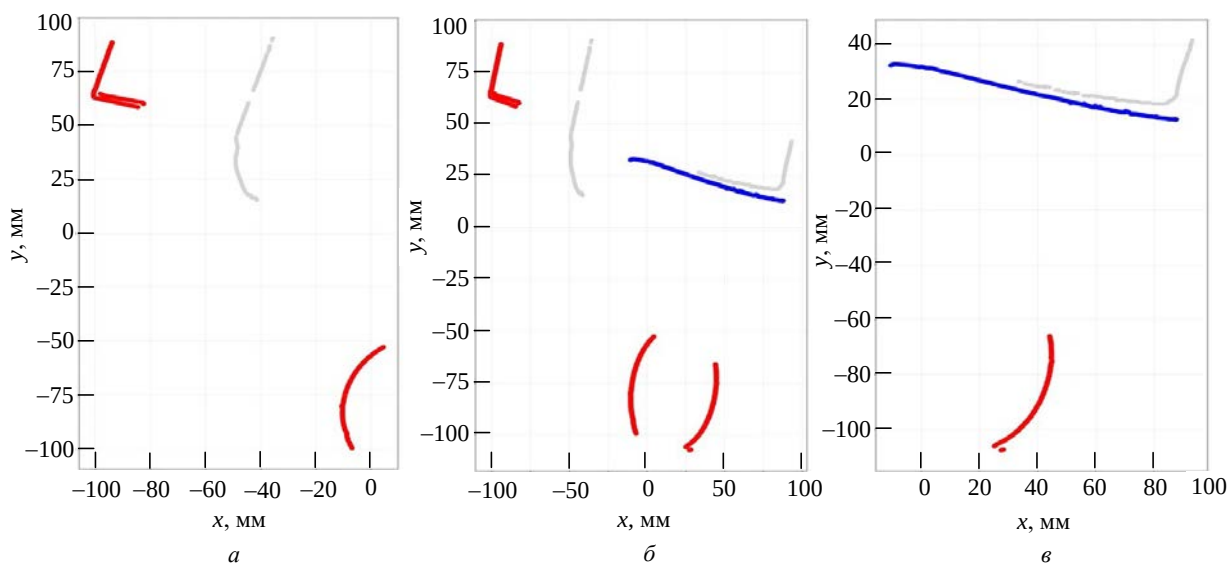


Рис. 5. Пример обучения нейросети на графике профиля поверхности катания колеса: а – профиль 1; б – профиль 2; в – профиль 3 (серый цвет – полезный сигнал; синий цвет – полезный шум; красный цвет – вредный шум)

Fig. 5. Example of neural network training using rolling surface profile data: а – profile 1; б – profile 2; в – profile 3 (gray indicates useful signal; blue indicates useful noise; red indicates harmful noise)

тефактов, возникающих из-за изменчивых условий эксплуатации (освещенность, осадки, загрязнение). Сложные артефакты, такие, как многократные отражения, трудно формализовать набором жестких правил, что делает необходимым применение ИИ на этапе первичной обработки. Для количественной оценки эффективности предложенного метода фильтрации была сформирована обучающая выборка объемом 1000 профилей (аннотированных облаков точек) и валидационная выборка также из 1000 профилей, не участвовавших в обучении. Наилучшие результаты достигнуты для класса 0 (полезный сигнал): полнота 0.95 означает, что 5 % точек полезного сигнала были ошибочно отнесены к шумовым классам (ошибка II рода). Это связано преимущественно с сильной зашумленностью исходных данных, при которой полезный сигнал локально неотличим от фона даже для обученной модели. Точность 0.97 по классу 0 означает, что около 3 % точек, классифицированных как полезный сигнал, в действительности являются шумом (ошибка I рода); такие ситуации возникают при попадании крупных засветок в область профиля. На рис. 7 представлен результат обучения нейросети.

После удаления помех (точек, отмеченных красным и черным) выполняется вторичная обработка для восстановления пропусков в профиле колеса, образовавшихся в процессе фильтрации. Восстановление осуществляется с привлечением эталонной модели профиля, что обеспечивает учет типичной геометрии поверхности катания при заполнении пробелов.

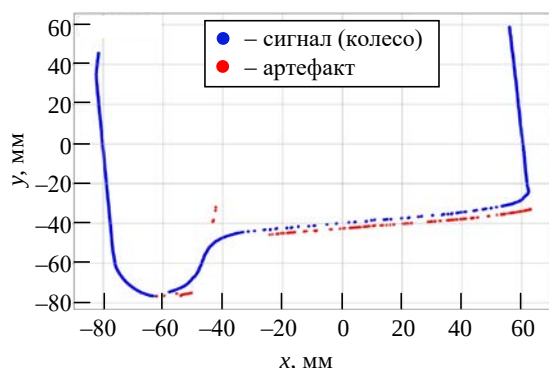


Рис. 7. Результат обучения нейросети (синий цвет – сигнал, получаемый от колеса; красный – артефакт)

Fig. 7. Result of neural network training (blue shows the signal received from the wheel; red shows an artifact)

Идентификация разрывов в профиле.

Первый этап – обнаружение участков, где целостность профиля нарушена.

Разрыв контура фиксируется между двумя последовательными точками P_i и P_{i+1} , если расстояние между ними превышает заданный порог:

$$\|P_{i+1} - P_i\|_2 > G_{\max},$$

где $G_{\max}$ – максимальное расстояние между соседними точками.

Значение $G_{\max}$ установлено эмпирически на уровне 0.4 мм. Данное значение существенно превышает типичный шаг дискретизации сканирования 0.07 мм, что позволяет надежно отделить реальные пропуски от естественных зазоров между измеренными точками.

Использование эталонной функции профиля. Основой для восстановления служит заранее известная эталонная функция $y_{\text{ref}} = f(x_{\text{ref}})$, описывающая геометрию нового (неизношенного) профиля колеса. Она содержит полное математическое описание номинального профиля в виде кусочно-заданной функции, где каждый сегмент соответствует определенной конструктивной зоне (поверхность катания, гребень, фаски и т. д.). Эта функция задана в той же системе координат, что и измеренные данные. Профиль колеса для колесных пар тележек грузовых и пассажирских вагонов представлен в ГОСТ 10791–2011 (прил. Б).

Процедура адаптивного масштабирования и смещения. Для точного сопряжения эталонного фрагмента с реальными данными применяется аффинное преобразование, параметры которого вычисляются на основе точек, обрамляющих разрыв. Разворот кадра невозможен, что значительно упрощает его обработку. Коэффициент, учитывающий разницу в вертикальной протяженности между граничными точками в реальном профиле и соответствующими им точками в эталонном профиле, вычисляется по формуле

$$\text{scale} = \frac{y_{i+1} - y_i}{y_{\text{ref}}(x_{i+1}) - y_{\text{ref}}(x_i)},$$

где y_i и y_{i+1} – координаты точек, ограничивающих разрыв; $y_{\text{ref}}(x_i)$ и $y_{\text{ref}}(x_{i+1})$ – зна-

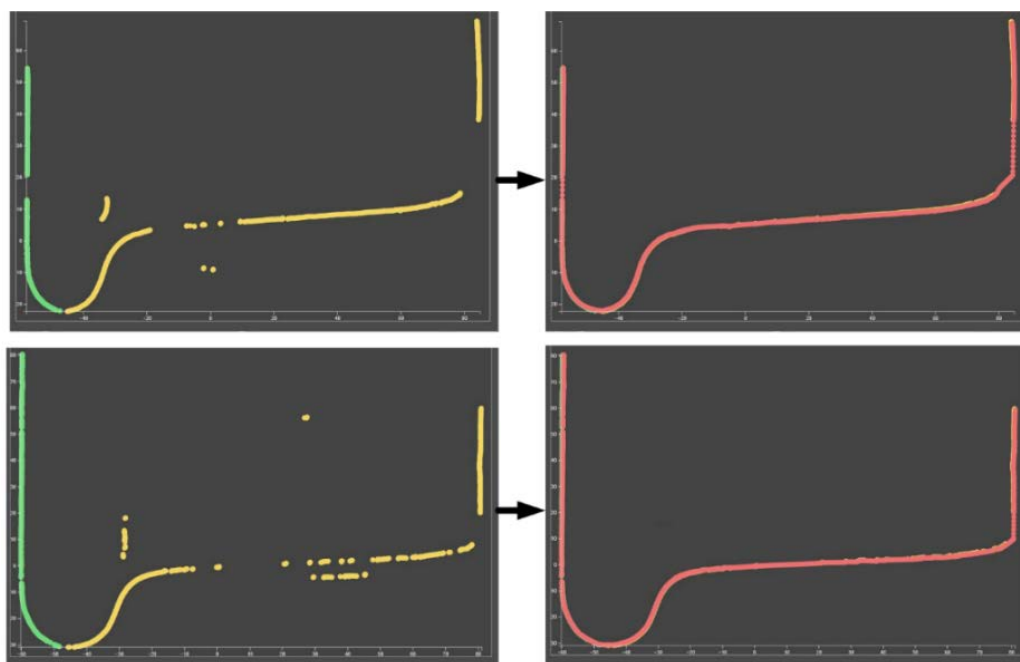


Рис. 8. Восстановленные профили после обработки изображений

Fig. 8. Restored profiles after image processing

чения эталонной функции в соответствующих точках по оси абсцисс.

Значение смещения, обеспечивающее точное совмещение по высоте граничных точек разрыва, рассчитывается как

$$\text{offset} = y_i - \text{scale } y_{\text{ref}}(x_i).$$

Данная формула гарантирует, что после масштабирования эталонный фрагмент будет точно проходить через граничную точку P_i .

Генерация координат восстанавливающих точек. На завершающем этапе рассчитываются координаты точек, заполняющих пропуск.

Координата y для каждой вставляемой точки j вычисляется по формуле аффинного преобразования с найденными параметрами:

$$x_j = x_{\text{ref}}; j;$$

$$y_j = \text{scale } y_{\text{ref}}; j + \text{offset}.$$

Данная процедура обеспечивает плавное и геометрически корректное восстановление пропущенного участка профиля, которое учитывает как текущий износ колеса (через параметры scale и offset), так и его исходную форму.

Объединенное аффинное преобразование представляет собой простейшее преобразование, сохраняющее коллинеарность точек, что идеально подходит для локальной коррекции профиля.

Результаты. На рис. 8 показаны первоначальные данные (слева) и восстановленные профили (справа). По восстановленному профилю в дальнейшем определяются основные геометрические параметры, представленные в таблице, где $T1$, $T2$ – толщина гребня на расстоянии 18 и 20 мм от вершины соответственно; $T3$ – крутизна гребня; $H2$ – высота гребня; $H3$ – прокат по кругу катания.

Лабораторное колесо измерялось 60 раз, после чего рассчитывались СКО и доверительный интервал для каждого размера по формуле

$$\delta = \frac{t(n, p)\sigma}{\sqrt{n}},$$

где число $t(n, p)$ определяется по специальным таблицам критических значений точек распределения Стьюдента; σ – среднее квадратическое отклонение; $t(60, 95\%) = 2$. Результаты занесены в таблицу.

Полученные данные сравнивались с данными ручного лазерного профилометра. Анализ полученных данных показывает, что значения параметров колеса не выходят за допустимые, следовательно, данную колесную пару можно эксплуатировать дальше. Максимальное отклонение от ручных измерений составило 0.42 мм.

Геометрические параметры колеса
Geometric parameters of the wheel

Параметр, мм	Алгоритм	Ручной профилометр
T1	26.76 ± 0.07	27.0 ± 0.3
T2	28.08 ± 0.06	28.5 ± 0.5
T3	8.25 ± 0.02	8.5 ± 0.1
H2	28.73 ± 0.09	28.0 ± 0.1
H3	0.73 ± 0.01	1.0 ± 0.1

На реальных испытаниях система продемонстрировала надежность при контроле критических параметров колесных пар, таких, как высота гребня, толщина обода и равномерность проката, обеспечивая стабильное качество измерений при скоростях движения подвижного состава до 100 км/ч [16, 17].

Обсуждение (Заключение. Выводы). В результате исследований разработана и апробирована автоматизированная оптико-электронная система для высокоскоростного мониторинга геометрических параметров колесных пар. Ключевые инженерные достижения – разработка схемотехнических и программных решений, обеспечивающих устойчивость к возникающим помехам в выходных данных благодаря реализации алгоритмов адаптивной обработки, позволяющих восстанавливать данные при частичной потере сигнала.

Внедрение данной системы позволяет полностью автоматизировать процесс контроля, обес-

печивая высокоточное измерение ключевых характеристик (толщина, высота и крутизна гребня) и оценку равномерности проката. Экспериментальная верификация, включавшая сравнение с результатами стационарных измерений ручным метрологическим инструментом, подтвердила высокую достоверность системы в условиях сильных внешних помех. Установлено, что погрешность измерения геометрических размеров не превышает 0.2 мм, что полностью соответствует эксплуатационным нормативам.

Значительный потенциал системы связан с интеграцией алгоритмов ИИ. Нейросетевая фильтрация данных с лазерных профилометров не только повышает точность измерений и подавляет остаточные электромагнитные наводки, но и создает основу для предиктивной аналитики. Накопление и анализ данных позволяют прогнозировать остаточный ресурс колесных пар, формировать их цифровые двойники для мониторинга на протяжении всего жизненного цикла и, как следствие, существенно повышать общую безопасность и надежность железнодорожных перевозок за счет раннего выявления критических отклонений. Разработанная система пригодна для интеграции в инфраструктуру как магистральных железных дорог, так и линий метрополитена и трамвая, работающих в сложной электромагнитной обстановке.

Авторский вклад

Аринушкина Ксения Геннадьевна – помощь в написании математического аппарата; написание и редактирование текста статьи.

Цомаев Павел Илларионович – описание математического аппарата; написание программного кода для обработки сигналов; написание и редактирование текста статьи.

Проводин Даниил Сергеевич – помощь в написании математического аппарата; написание и редактирование текста статьи.

Давыдов Вадим Владимирович – научное руководство; рецензирование; описание общей идеи; постановка задачи.

Author's contribution

Kseniya G. Arinushkina, assistance in writing mathematical apparatus; writing and editing the text of the article.

Pavel I. Tsomaev, description of mathematical apparatus; writing software code for signal processing; writing and editing the text of the article.

Danil S. Provodin, assistance in writing mathematical apparatus; writing and editing the text of the article.

Vadim V. Davydov, scientific guidance; peer review; general idea description; task statement.

Список литературы

1. Manifold-Contrastive Broad Learning System for Wheelset Bearing Fault Diagnosis / N. Wang, L. Jia, H. Zhang, Y. Qin, Z. Wang, X. Zhao // IEEE Trans. on

Intelligent Transportation Systems. 2023. Vol. 24, № 9. P. 9886–9900.
doi: 10.1109/TITS.2023.3274256

108 **Применение искусственного интеллекта для фильтрации оптических изображений дефектов на поверхности колеса и восстановление пропущенных участков данных на основе гостированной формы обода колеса**
Use of Artificial Intelligence to Filter Optical Images of Wheel Surface Defects and Reconstruct Missing Data Based on Standardized Wheel Rim Geometry

2. Особенности работы лазерного профилометра в автоматизированной системе управления подвижным составом / К. Г. Аринушкина, А. С. Ададунов, И. Ю. Савельев, В. В. Давыдов // Науч.-техн. ведомости СПбГПУ. Физ.-мат. науки. 2023. Т. 16, № 3.2. С. 56–62. (In Eng.)
doi: 10.18721/JPM.163.209

3. Portable contactless caliper / K. Boonmeeprakob, A. Phanpumnak, C. Punwong, S. Chana, P. Thavarungkul, P. Kanatharana, C. Buranachai // Appl. Optics. 2024. Vol. 63, № 1. P. 122–128.
doi: 10.1364/AO.507349

4. Polyakov V., Nearing M. A simple automated laser profile meter // Soil Science Society of America J. 2019. Vol. 83, № 2. P. 327–331.
doi: 10.2136/sssaj2018.10.0378

5. Abnormal noise monitoring of subway vehicles based on combined acoustic features / Z. Yan, H. Zhu, H. Zhang, H. Wan, B. Liu // Applied Acoustics. 2022. Vol. 197. Art. № 108951.
doi: 10.1016/j.apacoust.2022.108951

6. Jelila Y. D., Pamula W. Detection of Tram Wheel Faults Using MEMS-Based Sensors // Sensors. 2022. Vol. 22, № 17. Art. № 6373.
doi: 10.3390/s22176373

7. Wheel Surface Defect Detection Method Using Laser Sensor and Machine Vision / T. Emoto, A. A. Ravankar, A. Ravankar, T. Emaru, Y. Kobayashi // Proc. 62nd Annual Conf. of the Society of Instrument and Control Engineers, Tsu, Japan, 06–09 Sept. 2023. IEEE, 2023. Vol. 2023. P. 1194–1199.
doi: 10.23919/SICE59929.2023.10354134

8. Arinushkina K. G. Overview of Fiber Optic Communications in Railway Transport: Challenges and Impact of Processing Time // Proc. of the 2024 Conf. of Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, St Petersburg, 29–31 Jan. 2024. IEEE, 2024. P. 870–874.
doi: 10.1109/ElCon61730.2024.10468372

9. A high-precision method for dynamically measuring train wheel diameter using three laser displacement transducers / F. Zheng, B. Zhang, R. Gao, Q. Feng // Sensors. 2019. Vol. 19, № 19. Art. № 4148.
doi: 10.3390/s19194148

10. Optical control of the radius of a wheel rolling on a rail / Yu. N. Dubnishchev, P. Ya. Belousov, V. V. Sot-

nikov, O. P. Belousova // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. 2012. Vol. 48, № 1. P. 75–80.
doi: 10.3103/S8756699012010116

11. Мониторинг технического состояния железнодорожного пути с использованием метода непрерывной регистрации динамических процессов, возникающих при взаимодействии подвижного состава и пути / Ю. П. Бороненко, А. В. Третьяков, Р. В. Рахимов, М. В. Зимакова, А. В. Некрасова, О. А. Третьяков // Бюллетень результатов научных исследований. 2021. Вып. 3. С. 66–82.
doi: 10.20295/2223-9987-2021-3-66-82

12. A fault diagnosis method of bogie axle box bearing based on spectrum whitening demodulation / Z. Zheng, D. Song, X. Xu, L. Lei // Sensors. 2020. Vol. 20, № 24. Art. № 7155.
doi: 10.3390/s20247155

13. Digitally Controlled Frequency-Locked Circuit for Ultrastable Laser / B. Yan, R. Xiao, Z. Cai, H. Sun, Q. Chen // Chinese J. of Lasers. 2024. Vol. 51, № 13. Art. № 130101.
doi: 10.3788/CJL240450

14. Deep Convolutional Neural Networks for Detection of Rail Surface Defects / S. Faghih-Roohi, S. Hajizadeh, A. Núñez, R. Babuska, B. De Schutter // Intern. Joint Conf. on Neural Networks, Vancouver, Canada, 24–29 July 2016. IEEE, 2016. P. 2584–2589.
doi: 10.1109/IJCNN.2016.7727522

15. Artificial Intelligence in Railway Transport: Taxonomy, Regulations and Applications / N. Bešinović, L. De Donato, F. Flammini, R. M. P. Goverde, Zh. Lin, R. Liu, S. Marrone, R. Nardone, T. Tang, V. Vittorini // IEEE Trans. on Intelligent Transportation Systems. 2021. Vol. 23, no. 9. P. 14011–14024.
doi: 10.1109/TITS.2021.3131637

16. Разработка перспективного алгоритма расчета и оценки геометрических параметров колесной пары в комплексе КОНЛОК / А. С. Ададунов, И. Ю. Савельев, М. А. Чепулис, К. Г. Аринушкина // Вестн. ВНИИЖТ. 2023. Т. 82, № 3. С. 247–256.
doi: 10.21780/2223-9731-2023-82-3-247-256

17. Automated Non-contact Measurement of Geometric Parameters of Wheels for Safe Movement of Rolling Stock / A. S. Adadurov, I. Y. Savelev, P. I. Tsomaev, K. G. Arinushkina // Proc. of the Ninth Intern. Sci. Conf. Intelligent Information Technologies for Industry. Springer, Cham, 2026. Vol. 1. P. 65–76.
doi: 10.1007/978-3-032-13615-2_7

Информация об авторах

Аринушкина Ксения Геннадьевна – магистр по направлению "Радиотехника" (2022, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого), аспирант 4-го года обучения кафедры оптических и квантовых систем связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, инженер-конструктор в АО "НИИАС". Автор 25 научных работ. Сфера научных интересов – фотоника; лазерные измерительные системы; оптические сигналы.
Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, наб. р. Мойки, д. 61, Санкт-Петербург, 191186, Россия
E-mail: k-arinushkina@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0002-1156-2071>

Цомаев Павел Илларионович – магистр по направлению "Приборостроение" (2024, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)),
Применение искусственного интеллекта для фильтрации оптических изображений дефектов на поверхности колеса и восстановление пропущенных участков данных на основе гостированной формы обода колеса 109
Use of Artificial Intelligence to Filter Optical Images of Wheel Surface Defects and Reconstruct Missing Data Based on Standardized Wheel Rim Geometry

аспирант 2-го года обучения кафедры лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), инженер-программист в АО "НИИАС". Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – приборные навигации; оптика; лазерные и оптоволоконные системы.

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

E-mail: pav.tsomaev@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0002-4609-1692>

Проводин Даниил Сергеевич – магистр по направлению "Лазерные и оптоволоконные системы" (2023, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого), аспирант 1-го года обучения кафедры физики Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого. Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – дифференциальные рефрактометры; контроль жидких сред; электронный микроскоп.

Адрес: Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, ул. Политехническая, д. 29, лит. Б, Санкт-Петербург, 195251, Россия

E-mail: provodin_ds@spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-7007-9215>

Давыдов Вадим Владимирович – доктор физико-математических наук (2018), профессор (2025) кафедры фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 700 научных работ. Сфера научных интересов – оптика; рефрактометрия; спектроскопия, фотоника; лазерные и оптоволоконные системы.

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

E-mail: davydov_vadim66@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-9530-4805>

References

1. Wang N., Jia L., Zhang H., Qin Y., Wang Z., Zhao X. Manifold-Contrastive Broad Learning System for Wheelset Bearing Fault Diagnosis. IEEE Trans. on Intelligent Transportation Systems. 2023, vol. 24, no. 9, pp. 9886–9900.

doi: 10.1109/TITS.2023.3274256

2. Arinushkina K. G., Adadurov A. S., Savelev I. Yu., Davydov V. V. Features of the Operation of a Laser Profilometer in an Automated Rolling Stock Control System. St Petersburg State Polytechnical University J. Physics and Mathematics. 2023, vol. 16, no. S3.2, pp. 56–62.

DOI: 10.18721/JPM.163.209

3. Boonmeeprakob K., Phanpumnak A., Punwong C., Chana S., Thavarungkul P., Kanatharana P., Buranachai C. Portable Contactless Caliper. Appl. Optics. 2024, vol. 63, no. 1, pp. 122–128.

doi: 10.1364/AO.507349

4. Polyakov V., Nearing M. A Simple Automated Laser Profile Meter. Soil Science Society of America J. 2019, vol. 83, no. 2, pp. 327–331.

doi: 10.2136/sssaj2018.10.0378

5. Yan Z., Zhu H., Zhang H., Wan H., Liu B. Abnormal Noise Monitoring of Subway Vehicles Based on Combined Acoustic Features. Applied Acoustics. 2022, vol. 197, art. no. 108951.

doi: 10.1016/j.apacoust.2022.108951

6. Jelila Y. D., Pamula W. Detection of Tram Wheel Faults Using MEMS-Based Sensors. Sensors. 2022, vol. 22, no. 17, art. no. 6373.

doi: 10.3390/s22176373

7. Emoto T., Ravankar A. A., Ravankar A., Emaru T., Kobayashi Y. Wheel Surface Defect Detection Method

Using Laser Sensor and Machine Vision. Proc. of 62nd Annual Conf. of the Society of Instrument and Control Engineers, , Tsu, Japan, 06–09 Sept. 2023. IEEE, 2023, vol. 2023, pp. 1194–1199.

doi: 10.23919/SICE59929.2023.10354134

8. Arinushkina K. G. Overview of Fiber Optic Communications in Railway Transport: Challenges and Impact of Processing Time. Proc. of the 2024 Conf. of Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, St Petersburg, 29–31 Jan. 2024. IEEE, 2024, pp. 870–874.

doi: 10.1109/ElCon61730.2024.10468372

9. Zheng F., Zhang B., Gao R., Feng Q. A High-Precision Method for Dynamically Measuring Train Wheel Diameter Using Three Laser Displacement Transducers. Sensors. 2019, vol. 19, no. 19, art. no. 4148.

doi: 10.3390/s19194148

10. Dubnishchev Yu. N., Belousov P. Ya., Sotnikov V. V., Belousova O. P. Optical Control of the Radius of a Wheel Rolling on a Rail. Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. 2012, vol. 48, no. 1, pp. 75–80.

doi: 10.3103/S8756699012010116

11. Boronenko Yu. P., Tret'yakov A. V., Rakhimov R. V., Zimakova M. V., Nekrasova A. V., Tret'yakov O. A. Monitoring the Technical Condition of the Railway Track Using the Method of Continuous Recording of Dynamic Processes Occurring Due to The Interaction Between Rolling Stock and Railway Track. Bulletin of Scientific Research Results. 2021, vol. 3, pp. 66–82. (In Russ.)

doi: 10.20295/2223-9987-2021-3-66-82

12. Zheng Z., Song D., Xu X., Lei L. A Fault Diagnosis Method of Bogie Axle Box Bearing Based on Spectrum Whitening Demodulation. *Sensors*. 2020, vol. 20, no. 24, art. no. 7155.
doi: 10.3390/s20247155

13. Yan B., Xiao R., Cai Z., Sun H., Chen Q. Digitally Controlled Frequency-Locked Circuit for Ultra-stable Laser. *Chinese J. of Lasers*. 2024, vol. 51, no. 13. Art. no. 130101.
doi: 10.3788/CJL240450

14. Faghih-Roohi S., Hajizadeh S., Núñez A., Babuska R., De Schutter B. Deep Convolutional Neural Networks for Detection of Rail Surface Defects. *Intern. Joint Conf. on Neural Networks, Vancouver, Canada, 24–29 July 2016. IEEE*, 2016, pp. 2584–2589.
doi: 10.1109/IJCNN.2016.7727522

15. Bešinović N., De Donato L., Flammini F., Goverde R. M. P., Lin Zh., Liu R., Marrone S., Nar-

done R., Tang T., Vittorini V. Artificial Intelligence in Railway Transport: Taxonomy, Regulations and Applications. *IEEE Trans. on Intelligent Transportation Systems*. 2021, vol. 23, no. 9, pp. 14011–14024.
doi: 10.1109/TITS.2021.3131637

16. Adadurov A. S., Savelev I. Yu., Chepulis M. A., Arinushkina K. G. Development of an Advanced Algorithm for Calculating and Assessing the Wheel Pair Geometry in the CONLOC system. *Russian Railway Science J.* 2023, vol. 82, iss. 3, pp. 247–256. (In Russ.)
doi: 10.21780/2223-9731-2023-82-3-247-256

17. Adadurov A. S., Savelev I. Y., Tsomaev P. I., Arinushkina K. G. Automated Non-contact Measurement of Geometric Parameters of Wheels for Safe Movement of Rolling Stock. *Proc. of the Ninth Intern. Sci. Conf. Intelligent Information Technologies for Industry. Springer, Cham*, 2026, vol. 1, pp. 65–76.
doi: 10.1007/978-3-032-13615-2_7

Information about the authors

Kseniya G. Arinushkina, Master in Radio Engineering (2022, Peter the Great Saint Petersburg Polytechnic University), 4-year Postgraduate Student of the Department of Optical and Quantum Communication Systems of the Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, design engineer at JSC NIIAS. The author of 25 scientific publications. Area of expertise: photonics; laser measuring systems; optical signals.
Address: M. A. Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications, 61, Moika River Embankment, St Petersburg 191186, Russia
E-mail: k-arinushkina@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0002-1156-2071>

Pavel I. Tsomaev, Master in Instrument Engineering (2024, Saint Petersburg Electrotechnical University), 2-year postgraduate student of the Department of Laser Measuring and Navigation Systems Saint Petersburg Electrotechnical University, software engineer at JSC NIIAS. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: navigation devices; optics; laser and fiber-optic systems.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: pav.tsomaev@mail.ru
<https://orcid.org/0009-0002-4609-1692>

Danil S. Provodin, Master in Laser and Fiber-optic Systems (2023, Peter the Great Saint Petersburg Polytechnic University), 1st year postgraduate student at the Department of Physics of Peter the Great Saint Petersburg Polytechnic University. The author of 3 scientific publications. Area of expertise: differential refractometers; control of liquid media; electron microscope.
Address: Peter the Great Saint Petersburg Polytechnic University, 29, Polytechnicheskaya St., Petersburg 195251, Russia
E-mail: provodin_ds@spbstu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-7007-9215>

Vadim V. Davydov, Dr Sci. (Phys.-Math.) (2018), Professor (2025) of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 700 scientific publications. Area of expertise: optics; refractometry; spectroscopy; photonics; laser and fiber-optic systems.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: davydov_vadim66@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0001-9530-4805>

Анализ воздействия внешних факторов на стабилметрические показатели постурального контроля

Д. Б. Попов^{1,2}✉, И. А. Сакун^{1,2}, М. Д. Самароков¹, Т. В. Тюлькина¹, Е. М. Скребова^{1,2}

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

²Институт физиологии им. И. П. Павлова РАН, Санкт-Петербург, Россия

✉ db.popov@mail.ru

Аннотация

Введение. Постуральная устойчивость обеспечивает надежность двигательного поведения, однако стабилметрические показатели могут зависеть от сенсорных, когнитивных, физических и позиционных факторов.

Цель работы. Оценка влияния внешних факторов на стабилметрические показатели постурального контроля у здоровых людей.

Материалы и методы. В пилотном исследовании с повторными измерениями участвовали 9 здоровых добровольцев (23.5 ± 0.5 лет). Каждый участник выполнял 9 тестов: базовую стойку, стойки на одной ноге, условия темноты и шума, когнитивную и физическую нагрузки, использование смартфона и стойку с дополнительным грузом. С помощью платформы Kistler и программ Qualisys Track Manager и Visual 3D регистрировали 6 пространственных и скоростных показателей центра давления (ЦД). Различия оценивали критерием Фридмана с последующими парными сравнениями критерием Уилкоксона и поправкой Холма.

Результаты. При сравнении девяти условий тестирования по критерию Фридмана статистически значимые различия между условиями выявлены для каждого из шести стабилметрических показателей ($p < 0.001$). Наиболее устойчивые различия относительно базовой стойки наблюдались в одноопорных стойках: для левой ноги – по всем показателям; для правой – по всем, кроме фронтального диапазона ($p_{Holm} = 0.031$). При нагрузке 7 кг выявлено снижение длины пути ЦД ($p_{Holm} = 0.031$). Для когнитивной нагрузки, темноты, шума, физической нагрузки и использования смартфона большинство различий после поправки Холма статистически не подтверждено.

Заключение. Стабилметрические показатели зависят от условий тестирования, наиболее выраженные изменения наблюдаются при уменьшении площади опоры. Протокол позволяет количественно оценивать постуральную устойчивость в различных условиях. Малый объем выборки и отсутствие нормировки дополнительной нагрузки относительно массы тела ограничивают обобщение результатов. Надежность, воспроизводимость и практическая значимость протокола требуют проверки на расширенной выборке.

Ключевые слова: стабилметрия, кинетические данные, центр давления, силовые динамометрические платформы, внешние факторы, баланс человека, постуральная устойчивость, равновесие, освещение, звуковые раздражители, утомление, поверхность опоры, реабилитация, тренировки, функциональное состояние

Для цитирования: Анализ воздействия внешних факторов на стабилметрические показатели постурального контроля / Д. Б. Попов, И. А. Сакун, М. Д. Самароков, Т. В. Тюлькина, Е. М. Скребова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 4. С. 112–123.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-112-123

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. Работа выполнена с использованием оборудования научно-исследовательской лаборатории "Системы захвата и моделирования движения" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина).

Статья поступила в редакцию 03.09.2025; принята к публикации после рецензирования 14.08.2026; опубликована онлайн 30.09.2026

Effects of External Factors on Stabilometric Measures of Postural Control

Dmitry B. Popov^{1,2}✉, Ivan A. Sakun^{1,2}, Mikhail D. Samarokov¹,
Tatyana V. Tyulkina¹, Elena M. Skrebova^{1,2}

¹ Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

² Pavlov Institute of Physiology of the Russian Academy of Sciences

✉ db.popov@mail.ru

Abstract

Introduction. Postural stability is essential for reliable motor behavior; however, stabilometric measures may be influenced by sensory, cognitive, physical, and positional factors.

Aim. To assess the effects of external factors on stabilometric measures of postural control in healthy individuals.

Materials and methods. This pilot repeated-measures study included nine healthy volunteers (23.5 ± 0.5 years). Each participant completed nine tests: basic stance, single-leg stances, darkness, noise, cognitive and physical loads, smartphone use, and an additional-load condition. Six spatial and velocity center-of-pressure (COP) measures were recorded using a Kistler force plate, Qualisys Track Manager, and Visual 3D. Differences were assessed using the Friedman test followed by paired Wilcoxon tests with Holm correction.

Results. A significant overall effect of experimental condition was found for all six measures ($p < 0.001$). The most consistent differences from basic stance were observed during single-leg stance: the left-leg condition differed in all measures and the right-leg condition in all except frontal range ($p_{\text{Holm}} = 0.031$). A 7-kg load decreased COP path length ($p_{\text{Holm}} = 0.031$). For cognitive load, darkness, noise, physical load, and smartphone use, most differences were not statistically significant after Holm correction.

Conclusion. Stabilometric measures depend on testing conditions, with the most pronounced changes occurring when the support area is reduced. The protocol enables quantitative assessment of postural stability under different conditions. The small sample size and lack of normalization of the additional load to body mass limit generalization of the findings. Reliability, reproducibility, and practical significance require confirmation in a larger sample.

Keywords: stabilometry, kinetic data, center of pressure, force plates, external factors, human balance, postural stability, equilibrium, lighting, auditory stimuli, fatigue, support surface, rehabilitation, training, functional state

For citation: Popov D. B., Sakun I. A., Samarokov M. D., Tyulkina T. V., Skrebova E. M. A. Effects of External Factors on Stabilometric Measures of Postural Control. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 4, pp. 112–123.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-4-112-123

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

Acknowledgements. The work was performed using the equipment of the Research Laboratory of Motion Capture and Modelling Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University.

Submitted 03.09.2025; accepted 14.08.2026; published online 30.09.2026

Введение. Постуральная устойчивость – это функция организма, регулирующая положение тела в пространстве, которая обеспечивается способностью поддерживать положение тела, в частности центр тяжести, внутри границ площади опоры посредством непрерывной активности опорно-двигательного аппарата [1–4]. Стабилометрия представляет собой метод диагностики, который исследует управление позой и равнове-

сием человека и включает регистрацию перемещений центра давления (ЦД), рассчитываемого по данным силовых платформ [5–7]. В последние десятилетия стабилметрия нашла широкое применение в клинической практике, спорте и эргономике [8, 9]. Этот метод позволяет получить ценную информацию для анализа функционального состояния различных систем организма, влияющих на баланс и устойчивость человека,

включая вестибулярную, зрительную и соматосенсорную системы [10]. Нарушение взаимодействия между этими системами может привести к снижению постуральной устойчивости, увеличивая риск падений и связанных с ними травм. По информации Всемирной организации здравоохранения, ежегодно более 37 млн человек, из которых значительная часть приходится на пожилых людей, получают серьезные травмы в результате падений [11, 12].

Для оценки положения и отклонений ЦД используются измерение и анализ кинетических показателей центра давления человека на динамометрическую платформу. ЦД в биомеханике – это точка на плоскости опоры или на вертикальной проекции вектора реакции опоры, в которой суммируются все вертикальные силы, действующие на тело. В соответствии с системой координат во фронтальной плоскости ЦД смещается вправо-влево, а в сагиттальной – вперед-назад.

Цель описываемой работы – исследование постуральной устойчивости в трех положениях (стойка прямо две ноги на платформе, стойка на левой/правой ноге) и при различных условиях (шум, темнота, использование телефона для переписки и т. п.).

Материалы и методы. Стабилометрическое исследование проводилось в научно-исследовательской лаборатории "Системы захвата и моделирования движения", относящейся к технопарку Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Для обеспечения комфорта испытуемых использовалось специальное помещение площадью не менее 12 м². В исследовании приняли участие 9 человек в возрасте 23.5 ± 0.5 лет: 3 женщины и 6 мужчин. У испытуемых отсутствовал болевой синдром, что указывало на их общее хорошее здоровье и отсутствие активных медицинских проблем.

В описываемой работе в качестве стабилоплатформы использовалась динамометрическая платформа фирмы Kistler, а именно модель Force Plate, имеющая следующие характеристики: габариты 60 × 60 × 5 см; масса 8.6 кг; частота дискретизации 2000 Гц. Платформы расположены в центре лабораторного помещения (более 3 м от стен) и интегрированы в про-

граммное обеспечение Qualisys Track Manager (QTM), имеющее встроенный протокол автоматизированного расчета стабилметрических показателей в программе Visual 3D. Это позволило регистрировать и вычислять 6 основных стабилметрических параметров:

- длину пути ЦД, см;
 - модуль вектора скорости ЦД, см/с;
 - максимальную скорость во фронтальной плоскости, см/с;
 - максимальную скорость в сагиттальной плоскости, см/с;
 - диапазон во фронтальной плоскости, см;
 - диапазон в сагиттальной плоскости, см
- [13–15].

В горизонтальной плоскости, связанной с динамометрической платформой, можно построить траекторию движения ЦД и вычислить длину пути, а также скорость и диапазон изменения ЦД в двух плоскостях. Длина траектории ЦД используется для оценки постурального контроля, процесса взаимодействия вестибулярного аппарата, нервной системы и мышц человека, направленного на регулирование вертикального положения тела в пространстве [16, 17].

Анализ сил реакции опоры, полученных с помощью динамометрической платформы (рис. 1), позволяет оценить изменения постурального контроля в различных экспериментальных условиях [17].

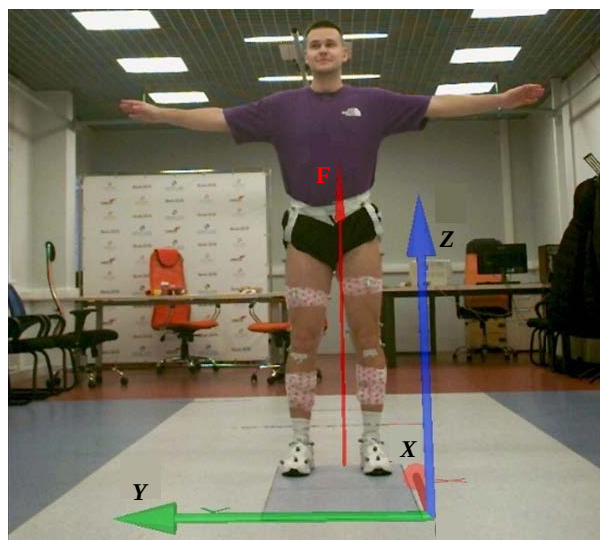


Рис. 1. Результирующий вектор сил реакции опоры (F) и координатные оси маркерной системы захвата движения (X, Y, Z)

Fig. 1. Resultant ground reaction force vector (F) and coordinate axes (X, Y, Z) of the marker-based motion capture

Протокол исследования заключался в проведении серии тестов, в которых измерялись перечисленные ранее параметры, позволяющие оценить влияние на постуральный контроль таких внешних факторов, как шум, физическая и когнитивная нагрузка, освещение.

В ходе эксперимента регистрировали силы и моменты реакции опоры в трех анатомических плоскостях, по которым вычисляли траекторию центра давления во фронтальном и сагиттальном направлениях. Расположение этих плоскостей иллюстрирует рис. 2.

Время регистрации измерений составляло 70 с, из которых первые 10 с представляли собой время выдержки для стабилизации платформы (чтобы избежать искажения параметров из-за переходных процессов) [18, 19]. В последующие 60 с проводилось непосредственное исследование.

В начале эксперимента испытуемый принимал вертикальное положение, т. е. стоял в удобном для себя положении, при этом сохраняя прямую и ровную осанку. Перед началом тестов лаборант инструктировал испытуемых о том, куда направить взгляд, что необходимо делать и какие действия следует исключить. Во время исследования исключались следующие действия: покашливания, почесывания, повороты головы, речь, изменение направления взгляда и любые другие действия, способные повлиять на баланс испытуемого.

В эксперименте каждый участник исследования выполнял 8 тестов:

1. Основная стойка на двух ногах с открытыми глазами (Two legs): испытуемый стоял

двумя ногами на платформе с открытыми глазами, взгляд направлен прямо, спина ровная, руки вдоль туловища. Это базовая позиция, которая часто встречается в повседневной жизни и позволяет оценить общее равновесие человека в статическом состоянии при открытых глазах.

2. Стойка на одной ноге (Left leg, Right leg): участник стоял на платформе только на левой или на правой ноге с открытыми глазами, взгляд направлен прямо, руки расположены свободно вдоль туловища. Проведение такого теста важно для выявления дисбаланса в устойчивости между правой и левой ногой, что может быть связано с асимметрией развития мышц. Люди с неравномерным развитием мышц или проблемами с суставами могут испытывать трудности при поддержании равновесия именно на одной ноге.

3. При когнитивной нагрузке (Counting): испытуемый стоял на платформе в основной стойке и выполнял математические операции в уме. Добавление когнитивной задачи позволило оценить изменения стабилметрических показателей при одновременном выполнении моторной и когнитивной задач [20].

4. В условиях затемнения среды с закрытыми глазами (Darkness): испытуемый в основной стойке с закрытыми глазами, помещение затемнялось, для дополнительного эффекта добавлялась повязка на голову, которая закрывала глаза. Тест позволяет оценить стабилметрические показатели при исключении зрительной обратной связи [21].

5. В условиях зашумления среды (Noise): испытуемый стоял на платформе в основной стойке, в наушниках, в которых воспроизводился акустический шум в виде громкой неструктурированной немелодичной музыки. Этот тест оценивает влияние зашумленной среды на постуральный контроль человека.

6. После физической активности (Burpee): испытуемый перед тестом выполнял последовательность упражнений (упор присев, упор лежа, отжимание от пола, упор присев, выпрыгивание вертикально вверх) в течение 45 с, после чего сразу вставал на платформу и принимал основную стойку. Тест позволяет описать изменения стабилметрических показателей непосредственно после стандартизированной физической нагрузки [22].

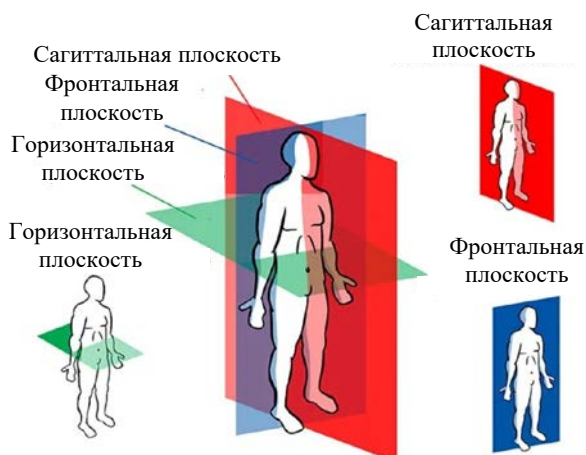


Рис. 2. Анатомические плоскости в организме человека

Fig. 2. Anatomical planes of the human body

7. В условиях ведения переписки через смартфон (Using phone): испытуемый стоял на платформе в основной стойке, перед собой держал в руках телефон, в котором читал и вводил текст. Тест позволяет оценить постуральную устойчивость во время использования смартфонов.

8. С внешней нагрузкой в виде рюкзака (Load): испытуемый стоял на платформе в основной стойке с рюкзаком массой 7 кг* на спине. Добавление нагрузки позволяет оценить влияние физической нагрузки на постуральную устойчивость человека [23].

**Масса груза 7 кг была выбрана как единая стандартизированная нагрузка, доступная в условиях проведения эксперимента и допустимая для кратковременного использования здоровыми добровольцами. Выбор фиксированной массы обеспечивал воспроизводимость экспериментального условия, однако нагрузка не нормировалась относительно массы тела участников. Поэтому полученные результаты относятся к указанной абсолютной массе и не должны экстраполироваться на иные соотношения массы груза и массы тела. Размещение груза в рюкзаке и положение рюкзака на туловище сохранялись одинаковыми для всех участников в пределах условий эксперимента.*

Результаты. Для обработки полученных

данных применялся программный сценарий, при запуске которого в QTM с использованием протокола, встроенного в программу Visual 3D, рассчитывались параметры стабилотрии.

Были получены статокинезиограммы (графическое представление траектории движения ЦД в проекции на горизонтальную плоскость) и стабิโลграммы (кривые, отражающие колебания ЦД тела в положении стоя во фронтальной и сагиттальной плоскостях) для каждого испытуемого при выполнении различных тестов.

Статистический анализ проведен для шести основных стабилотрических показателей. Поскольку одни и те же участники выполняли все тесты, различия между экспериментальными условиями оценивали непараметрическим критерием Фридмана для связанных выборок. При выявлении общего эффекта выполнялись апостериорные парные сравнения каждого условия с базовой стойкой на двух ногах с открытыми глазами с использованием критерия Уилкоксона для связанных выборок; для множественных сравнений применяли поправку Холма. Различия считались статистически значимыми при $p < 0.05$.

На рис. 3–5 представлены стабิโลграммы, иллюстрирующие путь центра давления при основной стойке на двух ногах в представленных ранее анатомических плоскостях испытуемого.

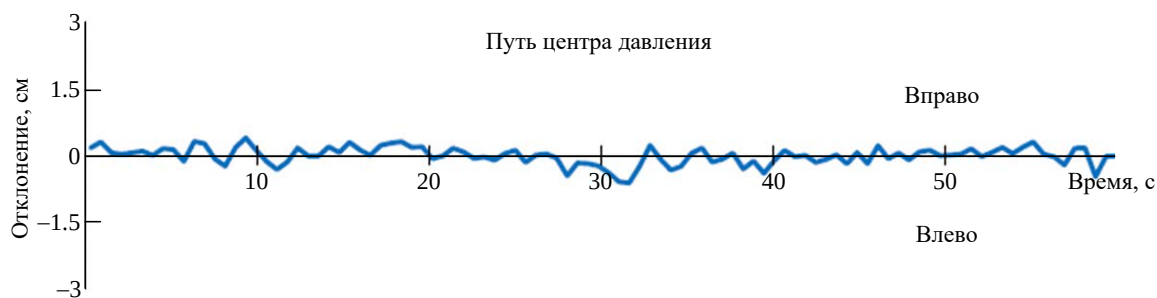


Рис. 3. Стабิโลграмма во фронтальной плоскости при основной стойке с открытыми глазами для испытуемого № 1

Fig. 3. Mediolateral center-of-pressure stabilogram during baseline two-legged stance with eyes open for participant No. 1

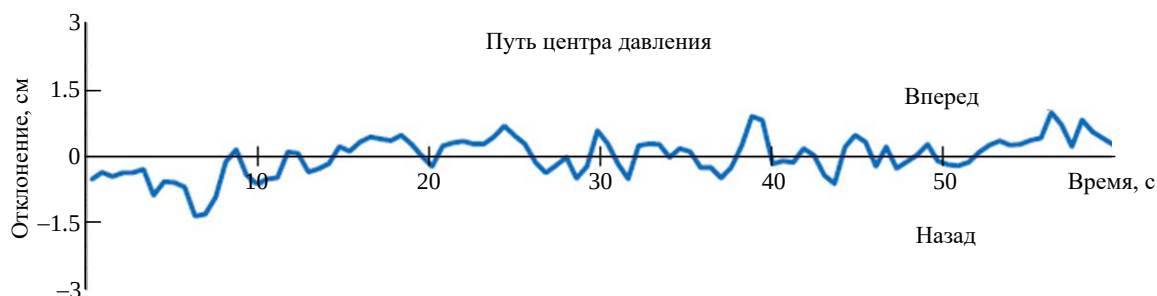


Рис. 4. Стабิโลграмма в сагиттальной плоскости при основной стойке с открытыми глазами для испытуемого № 1

Fig. 4. Anteroposterior center-of-pressure stabilogram during baseline two-legged stance with eyes open for participant No. 1

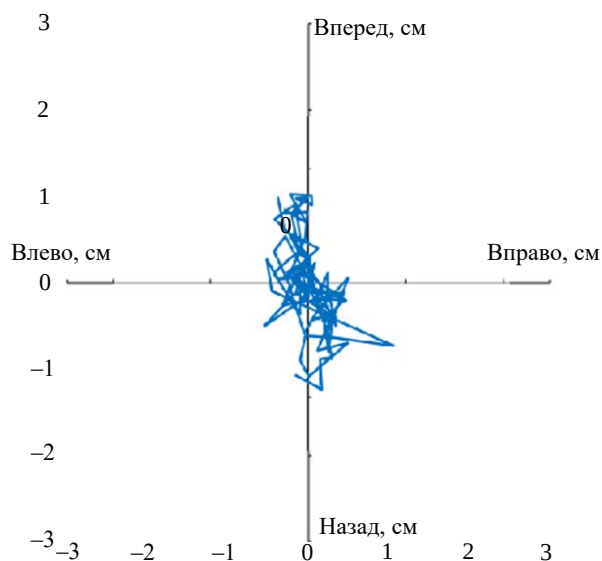


Рис. 5. Статокинезиограмма в основной стойке с открытыми глазами для испытуемого № 1

Fig. 5. Statokinesigram in the standard stance with eyes open for subject No. 1

Были рассчитаны основные показатели стабилотрии для каждого испытуемого. В таблице представлены средние значения и выборочные стандартные отклонения ($M \pm SD$) стабилотрических показателей для девяти участников во всех экспериментальных условиях.

Статистический анализ выявил общий эффект экспериментального условия для всех шести основных показателей: длины пути ЦД ($\chi^2(8) = 56.415$; $p < 0.001$), модуля скорости ЦД ($\chi^2(8) = 43.844$; $p < 0.001$), максимальной скорости во фронтальной плоскости ($\chi^2(8) = 43.785$; $p < 0.001$), максимальной скорости в сагиттальной плоскости ($\chi^2(8) = 44.274$; $p < 0.001$), диапазона во фронтальной плоскости ($\chi^2(8) = 42.570$; $p < 0.001$) и диапазона в сагиттальной плоскости ($\chi^2(8) = 39.948$; $p < 0.001$). В апостериорных сравнениях с базовой стойкой после поправки Холма наиболее устойчивые различия отмечались для одноопорных стоек: стойка на левой ноге отличалась по всем показателям ($p_{Holm} = 0.031$), стойка на правой ноге – по всем показателям, кроме диапазона во фронтальной плоскости ($p_{Holm} = 0.031$ для значимых сравнений). Для условия Load выявлено снижение длины пути ЦД относительно базовой стойки ($p_{Holm} = 0.031$). Для Counting, Darkness, Noise, Burpee и Using phone статистически значимых отличий от базовой стойки после поправки Холма по большинству показателей не выявлено, поэтому соответствующие изменения следует интерпретировать как описательные тенденции.

Усредненные стабилотрические показатели
Stabilometric measures across experimental conditions (mean $\pm$ SD, $n = 9$).

Показатель	Two legs	Left leg	Right leg	Counting	Darkness	Noise	Burpee	Using phone	Load
Длина пути ЦД, см	157.56 $\pm$ 50.81	306.73 $\pm$ 45.31	294.73 $\pm$ 48.42	157.06 $\pm$ 49.46	162.09 $\pm$ 49.09	156.77 $\pm$ 50.32	164.71 $\pm$ 46.53	157.33 $\pm$ 50.40	145.33 $\pm$ 42.78
Модуль вектора скорости ЦД, см/с	4.90 $\pm$ 2.05	22.27 $\pm$ 6.95	20.32 $\pm$ 3.46	4.44 $\pm$ 2.71	5.28 $\pm$ 2.54	4.80 $\pm$ 2.21	5.83 $\pm$ 2.12	4.92 $\pm$ 3.07	5.23 $\pm$ 1.32
Максимальная скорость во фронтальной плоскости, см/с	3.79 $\pm$ 1.94	14.48 $\pm$ 8.79	12.59 $\pm$ 4.36	3.47 $\pm$ 2.34	4.42 $\pm$ 2.69	4.18 $\pm$ 2.26	4.30 $\pm$ 0.84	4.44 $\pm$ 3.26	3.50 $\pm$ 0.96
Максимальная скорость в сагиттальной плоскости, см/с	3.37 $\pm$ 1.97	15.99 $\pm$ 3.21	17.27 $\pm$ 2.97	2.99 $\pm$ 1.19	3.79 $\pm$ 2.26	3.41 $\pm$ 1.50	4.04 $\pm$ 1.50	3.27 $\pm$ 1.68	3.92 $\pm$ 1.80
Диапазон во фронтальной плоскости, см	2.49 $\pm$ 1.04	4.63 $\pm$ 0.83	4.33 $\pm$ 0.75	2.11 $\pm$ 0.92	2.53 $\pm$ 0.79	1.88 $\pm$ 0.50	2.73 $\pm$ 1.06	2.14 $\pm$ 0.42	2.39 $\pm$ 0.36
Диапазон в сагиттальной плоскости, см	1.83 $\pm$ 0.75	4.11 $\pm$ 0.61	4.38 $\pm$ 0.70	1.58 $\pm$ 0.78	1.94 $\pm$ 0.48	1.84 $\pm$ 0.71	2.09 $\pm$ 0.92	1.59 $\pm$ 0.37	1.99 $\pm$ 0.66

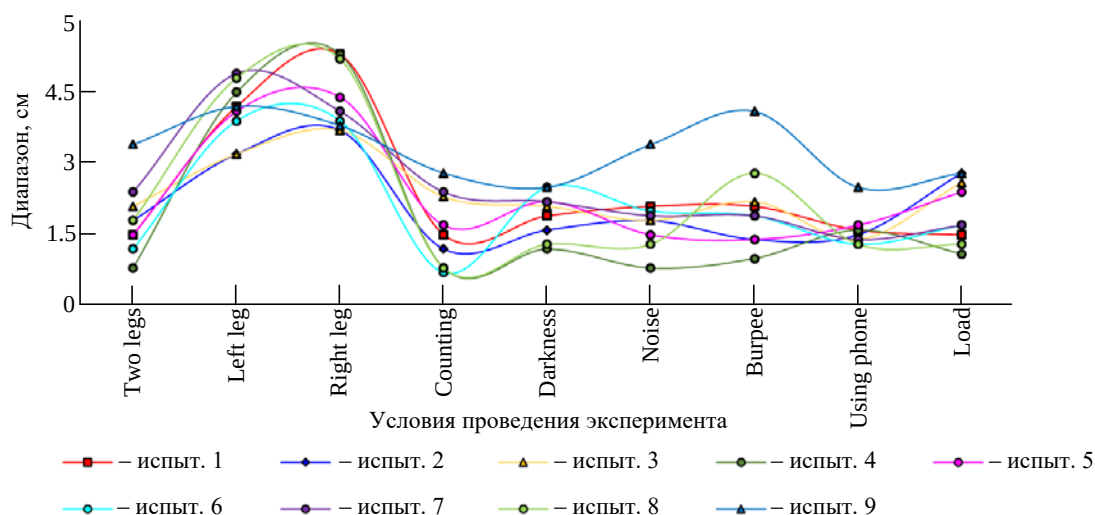


Рис. 6. Диапазоны изменения отклонения ЦД в сагиттальной плоскости в зависимости от условия проведения эксперимента

Fig. 6. Anteroposterior center-of-pressure displacement ranges under different experimental conditions

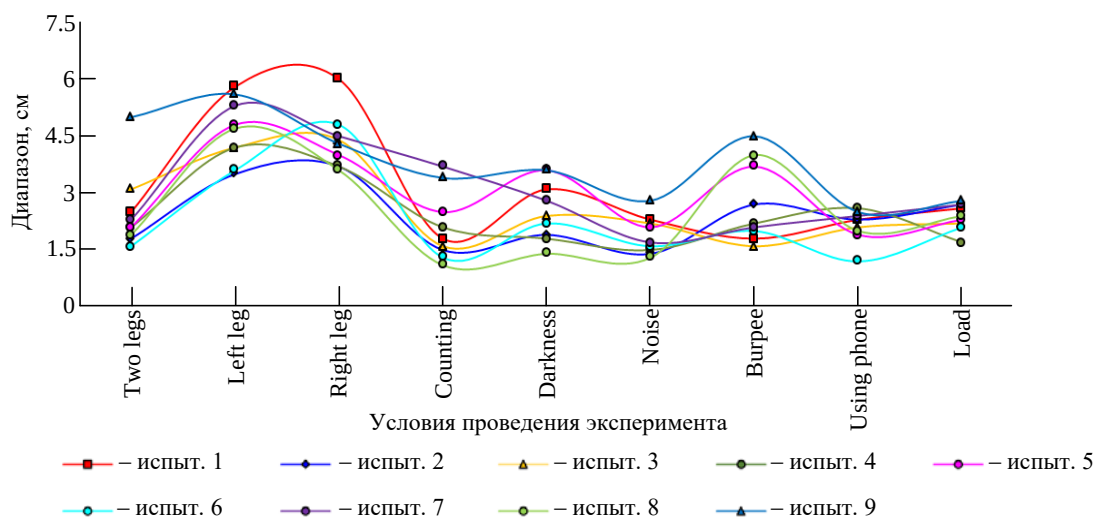


Рис. 7. Диапазоны изменения отклонения ЦД во фронтальной плоскости в зависимости от условия проведения эксперимента

Fig. 7. Mediolateral center-of-pressure displacement ranges under different experimental conditions

На рис. 6 и 7 представлены диапазоны отклонения ЦД во фронтальной и сагиттальной плоскостях в зависимости от условий эксперимента. Кривые на графиках характеризуют данные каждого из испытуемых.

В описанном исследовании основная интерпретация результатов проводилась сопоставлением экспериментальных условий внутри одной выборки. Сравнение с нормативными интервалами Французской ассоциации постуристов, принятыми в 1985 г. [11], возможно только с учетом применимости этих интервалов к используемому протоколу, длительности регистрации, частоте дискретизации и характеристикам выборки.

Средняя длина пути ЦД в одноопорных стойках была выше, чем в базовой стойке на двух ногах с открытыми глазами; эти различия подтвердились статистически после поправки Холма. В остальных двухопорных условиях различия средних были меньше, при этом для условия Load выявлено статистически значимое снижение длины пути ЦД относительно базовой стойки.

Модуль скорости ЦД характеризует скорость перемещения центра давления за время регистрации. Отношение длины пути ЦД ко времени регистрации соответствует средней скорости перемещения по траектории, тогда как максимальные скорости во фронтальной и сагиттальной плоскостях следует рассматривать как отдельные

показатели, рассчитываемые по изменениям координат ЦД в соответствующих направлениях. Наибольшие значения скоростных показателей наблюдались в одноопорных стойках.

Максимальные скорости перемещения ЦД во фронтальной и сагиттальной плоскостях в одноопорных стойках были выше, чем в базовой стойке; для этих сравнений различия подтвердились статистически после поправки Холма. В остальных условиях средние значения скоростных показателей изменялись менее выражено и после поправки на множественные сравнения не имели устойчивых статистически значимых отличий от базовой стойки.

Диапазоны отклонения ЦД во фронтальной и сагиттальной плоскостях характеризуют степень раскачивания вправо-влево и вперед-назад соответственно. В описываемой работе эти показатели следует интерпретировать прежде всего сопоставлением экспериментальных условий внутри одной выборки, поскольку применимость нормативного диапазона 1...2 см к использованному протоколу требует отдельного обоснования [11]. В одноопорных стойках средние диапазоны ЦД были выше базовых значений.

Сопоставляя приведенные ранее теоретические сведения и полученные экспериментальным путем результаты, можно сделать следующие выводы:

1. В одноопорных стойках средняя длина пути ЦД была примерно в 1.9 раза выше, а средний модуль скорости ЦД – в 4.1–4.5 раза выше значения базовой стойки на двух ногах с открытыми глазами. Статистический анализ подтвердил значимые отличия одноопорных стоек от базовой стойки по большинству анализируемых показателей, что указывает на более выраженную нагрузку на систему постурального контроля при уменьшении площади опоры.

2. В условии Counting средние значения ряда стабилметрических показателей были ниже или близки к базовым значениям. Однако после поправки Холма статистически значимых отличий от базовой стойки не выявлено, поэтому полученные данные не позволяют утверждать, что когнитивная нагрузка повышает постуральную устойчивость; этот эффект следует рассматривать как описательную тенденцию, требующую дополнительной проверки.

Обсуждение. Результаты исследования демонстрируют, что влияние внешних факторов на постуральный контроль носит дифференцированный характер. Наиболее выраженные и статистически подтвержденные отличия от базовой стойки наблюдались в одноопорных стойках. В условиях темноты средние изменения были умеренными и после поправки Холма не имели устойчивых статистически значимых отличий от базовой стойки. Эти данные согласуются с представлением о роли площади опоры и сенсорной информации в поддержании равновесия, однако сравнительные выводы требуют проверки на расширенной выборке.

Выполнение когнитивной задачи (арифметические операции) сопровождалось снижением или сохранением на уровне базовой стойки средних значений ряда показателей, однако статистически значимые отличия после поправки Холма не были подтверждены. Полученные данные допускают несколько объяснений, включая изменение стратегии контроля позы при двойной задаче (автоматизированные механизмы регуляции баланса, способные перераспределять сенсомоторные и когнитивные ресурсы для оптимизации устойчивости), однако механизм этого эффекта в описанном исследовании непосредственно не изучался.

После физической нагрузки Вигрее средние значения большинства скоростных показателей и диапазонов ЦД были выше базовых, тогда как при нагрузке 7 кг изменения были разнонаправленными: часть показателей снижалась, а часть увеличивалась. Для условия Load статистически значимым после поправки Холма было снижение длины пути ЦД относительно базовой стойки. Влияние сенсорных факторов оказалось неоднородным: при шуме средние изменения имели разнонаправленный характер, а в темноте наблюдалось умеренное повышение ряда показателей. При использовании телефона средние диапазоны ЦД были ниже базовых, модуль скорости практически не изменялся, а максимальные скорости изменялись разнонаправленно; механизм этих изменений в работе непосредственно не оценивался.

Полученные предварительные данные указывают на необходимость комплексной оценки постурального контроля с учетом сенсорных, когни-

тивных и физических факторов. Результаты могут быть использованы при планировании более крупных исследований возможного применения стабилметрического протокола в клинической практике, спортивной подготовке и эргономике.

Заключение. Методика стабилметрического тестирования с использованием платформ Kistler позволяет объективно и количественно регистрировать показатели постральной устойчивости в различных условиях и положениях тела. В пилотной выборке стабилметрические показатели различались между экспериментальными условиями, особенно при одноопорных стойках; чувствительность, надежность и воспроизводимость протокола требуют подтверждения в более крупном исследовании.

Полученные результаты не являются основанием для непосредственных клинических рекомендаций, но могут использоваться при планировании исследований реабилитационных и профилактических программ. В спортивной практике данные стабилметрии также могут быть полезны для дальнейшего изучения функционального состояния спортсменов и задач тренировки баланса.

Предложенный протокол продемонстрировал применимость для регистрации изменений стабилметрических показателей в разных условиях; его надежность, воспроизводимость и практическая значимость требуют дальнейшей проверки.

Авторский вклад

Попов Дмитрий Борисович – сбор и обработка экспериментальных данных; подготовка основного текста рукописи; доработка рукописи по замечаниям рецензентов; подготовка рисунков.

Сакун Иван Антонович – сбор и обработка экспериментальных данных; написание текста статьи; подготовка рисунков.

Самароков Михаил Дмитриевич – сбор и обработка экспериментальных данных; разработка структуры статьи.

Тюлькина Татьяна Владимировна – сбор и обработка экспериментальных данных; разработка структуры статьи.

Скребова Елена Михайловна – научное руководство; разработка протокола исследования; обработка экспериментальных данных; написание текста статьи.

Author's contribution

Dmitry B. Popov, experimental data collection and processing; drafting the main text of the manuscript; revision of the manuscript in response to reviewers' comments; preparation of figures.

Ivan A. Sakun, experimental data collection and processing; manuscript writing; preparation of figures.

Mikhail D. Samarokov, experimental data collection and processing; development of the manuscript outline.

Tatyana V. Tyulkina, experimental data collection and processing; development of the manuscript outline.

Elena M. Skrebova, research supervision; development of the study protocol; experimental data processing; manuscript writing.

Список литературы

1. Клиническая значимость стабилметрического исследования в стоматологии / Е. А. Соловых, Л. Н. Максимовская, Е. П. Иванова, Н. М. Фокина // Российская стоматология. 2012. Т. 5, № 2. С. 42–49.

2. Малиниченко А. А., Оленская Т. Л. Стабилметрия как метод контроля физической реабилитации пациентов // Здоровье для всех. 2021. № 1. С. 18–21.

3. Peterka R. J. Sensorimotor integration in human postural control // J. of Neurophysiology. 2002. Vol. 88, № 3. P. 1097–1118.

doi: 10.1152/jn.2002.88.3.1097

4. Shumway-Cook A., Woollacott M. H. Motor Control: Theory and Practical Applications. Philadelphia: Lippincott Williams & Wilkins, 2001. 614 с.

5. Terekhov Y. Stabilometry as a diagnostic tool in clinical medicine // Canadian Medical Association J. 1976. Vol. 115, № 7. P. 631–633.

6. Stabilometry for studying postural control and compensation in vertigo of central and peripheral origin / H. Tropp, P. Odenrick, B. Sandlund, L. M. Odkvist // Electromyography and Clinical Neurophysiology. 1987. Vol. 27, № 2. P. 77–82.

7. Shumway-Cook A., Woollacott M. H. Motor Control: Theory and Practical Applications. Baltimore: Williams and Wilkins, 1995. 495 p.

8. Different Neuromuscular Control Mechanisms Regulate Static and Dynamic Balance: A Center-of-Pressure Analysis in Young Adults / A. Rizzato, M. Benazzato, M. Cognolato, D. Grigoletto, A. Paoli, G. Marcolin // Human Movement Science. 2023. Vol. 90, art. № 103120. doi: 10.1016/j.humov.2023.103120

9. Mancini M., Horak F. B. The relevance of clinical balance assessment tools to differentiate balance deficits // European J. of Physical and Rehabilitation Medicine. 2010. Vol. 46, № 2. P. 239–248.

10. Hrysomallis C. Balance ability and athletic performance // *Sports Medicine*. 2011. Vol. 41, № 3. P. 221–232. doi: 10.2165/11538560-000000000-00000
11. World Health Organization. URL: <https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/falls> (дата обращения: 20.05.2024).
12. Management of falls in community-dwelling older adults: clinical guidance statement from the Academy of Geriatric Physical Therapy of the American Physical Therapy Association / K. G. Avin, T. A. Hanke, N. Kirk-Sanchez, C. M. McDonough, T. E. Shubert, J. Hardage, G. Hartley // *Physical Therapy*. 2015. Vol. 95, № 6. P. 815–834. doi: 10.2522/ptj.20140415
13. Скворцов Д. В. Стабилометрическое исследование. М.: Маска, 2010. 176 с.
14. Collins J. J., De Luca C. J. Open-loop and closed-loop control of posture: a random-walk analysis of center-of-pressure trajectories // *Experimental Brain Research*. 1993. Vol. 95, № 2. P. 308–318. doi: 10.1007/BF00229788
15. Horak F. B., Macpherson J. M. Postural orientation and equilibrium // *Handbook of Physiology, Section 12: Exercise: Regulation and Integration of Multiple Systems* / Eds. L. B. Rowell, J. T. Sheperd. New York: Oxford University Press, 1996. P. 255–292.
16. Mancini M., Horak F. B. The relevance of clinical balance assessment tools to differentiate balance deficits // *European J. of Physical and Rehabilitation Medicine*. 2010. Vol. 46, № 2. P. 239–248.
17. Duarte M., Freitas S. M. Revision of posturography based on force plate for balance evaluation // *Brazilian J. of Physical Therapy*. 2010. Vol. 14, № 3. P. 183–192. doi: 10.1590/S1413-35552010000300003
18. Paillard T. Effects of general and local fatigue on postural control: A review // *Neuroscience. Biobehavioral Reviews*. 2012. Vol. 36, № 1. P. 162–176. doi: 10.1016/j.neubiorev.2011.05.009
19. Clinical stabilometry standardization: basic definitions – acquisition interval – sampling frequency / F. Scoppa, R. Capra, M. Gallamini, R. Shiffer // *Gait & Posture*. 2013. Vol. 37, № 2. P. 290–292. doi: 10.1016/j.gaitpost.2012.07.009
20. Interference between postural control and mental task performance in patients with vestibular disorder and healthy controls / L. Yardley, M. Gardner, A. Bronstein, R. Davies, D. Buckwell, L. Luxon // *J. of Neurology, Neurosurgery & Psychiatry*. 2001. Vol. 71, № 1. P. 48–52. doi: 10.1136/jnnp.71.1.48
21. Visual feedback in the lower visual field affects postural control during static standing / H. Mani, N. Kato, N. Hasegawa, Yu. Urano, T. Aiko, T. Kurogi, T. Asaka // *Gait & Posture*. 2020. Vol. 97. P. 1–7. doi: 10.1016/j.gaitpost.2022.07.004
22. Blaise Williams III D. S., Murray N. G., Powell D. W. Athletes who train on unstable compared to stable surfaces exhibit unique postural control strategies in response to balance perturbations // *J. of Sports and Health Science*. 2016. Vol. 5, № 1. P. 70–76. doi: 10.1016/j.jshs.2016.01.010
23. Holbein M. A., Chaffin D. B. Stability limits in extreme postures: effects of load positioning, foot placement, and strength // *Human Factors: The J. of the Human Factors and Ergonomics Society*. 1997. Vol. 39, № 3. P. 456–468. doi: 10.1518/001872097778827160

Информация об авторах

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", аспирант кафедры лазерных измерительных и навигационных систем 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 РАН, наб. Макарова, д. 6, Санкт-Петербург, 199034, Россия

E-mail: db.popov@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0008-4270-2349>

Сакун Иван Антонович – магистр по направлению "Приборостроение" (2024, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), младший научный сотрудник 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", аспирант кафедры лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 16 научных публикаций. Сфера научных интересов – биомеханика; биомеханика физических упражнений; системы захвата движений; персональная навигация; обработка данных.

Адрес: Институт физиологии им. И. П. Павлова РАН, наб. Макарова, д. 6, Санкт-Петербург, 199034, Россия

E-mail: sakunia@infran.ru

<https://orcid.org/0009-0003-7810-8396>

Самароков Михаил Дмитриевич – магистр по направлению "Приборостроение" (2024, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспи-

рант кафедры лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Инженер 3-й категории бюро расчета надежности АО «НПП "Радар ммс"». Автор 8 научных публикаций. Сфера научных интересов – биомеханика; биомеханика физических упражнений; системы захвата движений; персональная навигация; обработка данных. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: michaelssam120900@gmail.com

Тюлькина Татьяна Владимировна – магистр по направлению "Приборостроение" (2024, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), аспирантка кафедры лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Инженер-конструктор ООО "РЕАРТО". Автор 8 научных публикаций. Сфера научных интересов – моделирование изделий; биомеханика, системы захвата движений; обработка данных.

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

Скребова Елена Михайловна – специалист по направлению "Инженерное дело в медико-биологической практике" (2015, Национальный минерально-сырьевой университет "Горный"), начальник научно-исследовательской лаборатории "Системы захвата и моделирования движения" на базе Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 8 научных публикаций. Сфера научных интересов – биомеханика; анализ движений; системы захвата движения; машинное обучение; персональная навигация.

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

References

1. Solovykh E. A., Maksimovskaia L. N., Ivanova E. P., Fokina N. M. The Clinical Significance of the Stabilometric Studies in Stomatology. Russian J. of Stomatology. 2012, vol. 5, no. 2, pp. 42–49. (In Russ.)
2. Malichenko A. A., Olenskaya T. L. Stabilometry as a Method of Monitoring the Physical Rehabilitation of Patients. Health for All. 2021, no.1, pp. 18–21. (In Russ.)
3. Peterka R. J. Sensorimotor Integration in Human Postural Control. J. of Neurophysiology. 2002, vol. 88, no. 3, pp. 1097–1118.
doi: 10.1152/jn.2002.88.3.1097
4. Shumway-Cook A., Woollacott M. H. Motor Control: Theory and Practical Applications. Philadelphia, Lippincott Williams & Wilkins, 2001, 614 c.
5. Terekhov Y. Stabilometry as a Diagnostic Tool in Clinical Medicine. Canadian Medical Association J. 1976, vol. 115, no. 7, pp. 631–633.
6. Tropp H., Odenrick P., Sandlund B., Odkvist L. M. Stabilometry for Studying Postural Control and Compensation in Vertigo of Central and Peripheral Origin. Electromyography and Clinical Neurophysiology. 1987, vol. 27, no. 2, pp. 77–82.
7. Shumway-Cook A., Woollacott M. H. Motor Control: Theory and Practical Applications. Baltimore, Williams and Wilkins, 1995, 495 p.
8. Rizzato A., Benazzato M., Cognolato M., Grigoletto D., Paoli A., Marcolin G. Different Neuromuscular Control Mechanisms Regulate Static and Dynamic Balance: A Center-of-Pressure Analysis in Young Adults. Human Movement Science. 2023, vol. 90, art. no. 103120.
doi: 10.1016/j.humov.2023.103120
9. Mancini M., Horak F. B. The Relevance of Clinical Balance Assessment Tools to Differentiate Balance Deficits. European J. of Physical and Rehabilitation Medicine. 2010, vol. 46, no. 2, pp. 239–248.
10. Hrysmallis C. Balance Ability and Athletic Performance. Sports Medicine. 2011, vol. 41, no. 3, pp. 221–232.
doi: 10.2165/11538560-000000000-00000
11. World Health Organization. Available at: <https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/falls> (accessed: 20.05.2024).
12. Avin K. G., Hanke T. A., Kirk-Sanchez N., McDonough C. M., Shubert T. E., Hardage J., Hartley G. Management of Falls in Community-Dwelling Older Adults: Clinical Guidance Statement from the Academy of Geriatric Physical Therapy of the American Physical Therapy Association. Physical Therapy. 2015, vol. 95, no. 6, pp. 815–834.
doi: 10.2522/ptj.20140415
13. Skvortsov D. V. *Stabilometricheskoe issledovanie* [Stabilometric Assessment]. Moscow, Maska, 2010, 176 p. (In Russ.)
14. Collins J. J., De Luca C. J. Open-Loop and Closed-Loop Control of Posture: a Random-Walk Analysis of Center-of-Pressure Trajectories. Experimental Brain Research. 1993, vol. 95, no. 2, pp. 308–318.
doi: 10.1007/BF00229788
15. Horak F. B., Macpherson J. M. Postural Orientation and Equilibrium. Handbook of Physiology, Section 12: Exercise: Regulation and Integration of Multiple Systems. Eds. L. B. Rowell, J. T. Sheperd. New York, Oxford University Press, 1996, pp. 255–292.
16. Mancini M., Horak F. B. The Relevance of Clinical Balance Assessment Tools To Differentiate Balance Deficits. European J. of Physical and Rehabilitation Medicine. 2010, vol. 46, no. 2, pp. 239–248.

17. Duarte M., Freitas S. M. Revision of Posturography Based on Force Plate for Balance Evaluation. *Brazilian J. of Physical Therapy*. 2010, vol. 14, no. 3, pp. 183–192.
doi: 10.1590/S1413-35552010000300003

18. Paillard T. Effects of General and Local Fatigue on Postural Control: A Review. *Neuroscience. Biobehavioral Reviews*. 2012, vol. 36, no. 1, pp. 162–176.
doi: 10.1016/j.neubiorev.2011.05.009

19. Scoppa F., Capra R., Gallamini M., Shiffer R. Clinical Stabilometry Standardization: Basic Definitions – Acquisition Interval – Sampling Frequency. *Gait & Posture*. 2013, vol. 37, no. 2, pp. 290–292.
doi: 10.1016/j.gaitpost.2012.07.009

20. Yardley L., Gardner M., Bronstein A., Davies R., Buckwell D., Luxon L. Interference Between Postural Control and Mental Task Performance in Patients with Vestibular Disorder and Healthy Controls. *J. of Neurology, Neurosurgery & Psychiatry*. 2001, vol. 71, no. 1, pp. 48–52.

doi: 10.1136/jnnp.71.1.48

21. Mani H., Kato N., Hasegawa N., Urano Yu., Aiko T., Kurogi T., Asaka T. Visual Feedback in the Lower Visual Field Affects Postural Control During Static Standing. *Gait & Posture*. 2020, vol. 97, pp. 1–7.
doi: 10.1016/j.gaitpost.2022.07.004

22. Blaise Williams III D. S., Murray N. G., Powell D. W. Athletes Who Train on Unstable Compared to Stable Surfaces Exhibit Unique Postural Control Strategies in Response to Balance Perturbations. *J. of Sports and Health Science*. 2016, vol. 5, no. 1, pp. 70–76.
doi: 10.1016/j.jshs.2016.01.010

23. Holbein M. A., Chaffin D. B. Stability Limits in Extreme Postures: Effects of Load Positioning, Foot Placement, and Strength. *Human Factors: The J. of the Human Factors and Ergonomics Society*. 1997, vol. 39, no. 3, pp. 456–468.
doi: 10.1518/001872097778827160

Information about the authors

Dmitry B. Popov, Master's degree in Instrument Engineering (2024, Saint Petersburg Electrotechnical University), Junior Researcher of the Laboratory of Vision Physiology of Pavlov Institute of Physiology, Russian Academy of Sciences (St Petersburg); Junior Researcher of the Research Laboratory "Motion Capture and Modeling Systems", Postgraduate Student of the Department of laser measuring and navigation systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 9 scientific publications. Area of expertise: biomechanics; therapeutic physical culture; virtual reality; augmented reality; Unreal Engine; gamification; personal navigation; data processing. Address: Pavlov Institute of Physiology, Russian Academy of Sciences, 6, Makarova Embankment, St Petersburg 199034, Russia

E-mail: db.popov@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0008-4270-2349>

Ivan A. Sakun, Master's degree in Instrument Engineering (2024, Saint Petersburg Electrotechnical University), Junior Researcher of the Laboratory of Movement Physiology of Pavlov Institute of Physiology, Russian Academy of Sciences (St Petersburg); Junior Researcher of the Research Laboratory "Motion Capture and Modeling Systems", Postgraduate Student of the Department of laser measuring and navigation systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 16 scientific publications. Area of expertise: biomechanics; biomechanics of physical exercise; motion capture systems; personal navigation; data processing.

Address: Pavlov Institute of Physiology, Russian Academy of Sciences, 6, Makarova Embankment, St Petersburg 199034, Russia

E-mail: sakunia@infran.ru

<https://orcid.org/0009-0003-7810-8396>

Mikhail D. Samarokov, Master's degree in Instrument Engineering (2024, Saint Petersburg Electrotechnical University), Postgraduate Student of the Department of laser measuring and navigation systems of Saint Petersburg Electrotechnical University; Engineer 3rd Category of Reliability Calculation Bureau of JSC "NPP Radar MMS". The author of 8 scientific publications. Area of expertise: biomechanics; biomechanics of physical exercise; motion capture systems; personal navigation; data processing.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: michaelssam120900@gmail.com

Tatyana V. Tyulkina, Master's degree in Instrument Engineering (2024, Saint Petersburg Electrotechnical University), Postgraduate Student of the Department of laser measuring and navigation systems of Saint Petersburg Electrotechnical University; Design engineer at LLC "REARTO". The author of 8 scientific publications. Area of expertise: product modelling; biomechanics; motion capture systems; data processing.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: tatyanyatyl@mail.ru

Elena M. Skrebova, Specialist in "Engineering in Biomedical Practice" (2015, 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; motion analysis; motion capture systems; machine learning; and personal navigation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: emskrebova@etu.ru

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 нанoeлектроники, 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 навигация.

"Электроника":

- Микро- и нанoeлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- 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 29 № 4 2026

Vol. 29 No. 4 2026

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 23.09.26. Дата выхода в свет 30.09.26.
Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Печать цифровая.
Уч.-изд. л. 16.77. Печ. л. 16.25. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 121.
Цена свободная.

Signed to print 23.09.26. Publication date 30.09.26.
Sheet size 60×84 1/8. Educational-ed. liter. 16.77. Printed sheets 16.25.
Number of copies 300. Printing plant 1–150 copies. Order no. 121.
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