



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 29 № 1 2026



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 29 No. 1 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 LANHERANTA, PhD, Prof., Технический университет, Лаппеенранта, Финляндия

Ferran MARTIN, PhD (Phys.), Prof., Автономный университет, Барселона, Испания

Piotr SAMCZYNSKI, PhD, Dr Sci., Associate Prof., Варшавский технологический университет, Институт электронных систем, Варшава, Польша

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

А. Г. ВОСТРЕЦОВ, д.т.н., проф., Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия

А. Ю. ЕГОРОВ, д.ф.-м.н., чл.-кор. РАН, ООО «Коннектор Оптикс», С.-Петербург, Россия

С. Т. КНЯЗЕВ, д.т.н., доц., Уральский федеральный университет, Екатеринбург, Россия

Д. А. КОЗОДАЕВ, к.ф.-м.н., генеральный директор NT-MDT BV LLC, Апелъдорн, Нидерланды

А. Н. ЛЕУХИН, д.ф.-м.н., проф., Марийский государственный технический университет, Йошкар-Ола, Россия

С. Б. МАКАРОВ, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный политехнический университет Петра Великого, С.-Петербург, Россия

Л. А. МЕЛЬНИКОВ, д.ф.-м.н., проф., Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А., Саратов, Россия

А. А. МОНАКОВ, д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП), С.-Петербург, Россия

А. А. ПОТАПОВ, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

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

С. В. СЕЛИЩЕВ, д.ф.-м.н., проф., НИУ "Московский институт электронной техники", Москва, Россия

А. Л. ТОЛСТИХИНА, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт кристаллографии им. А. В. Шубникова РАН, Москва, Россия

А. Б. УСТИНОВ, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия

В. А. ЦАРЕВ, д.т.н., проф., Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А., Саратов, Россия

Н. К. ЮРКОВ, д.т.н., проф., Пензенский государственный университет, Пенза, Россия

Ю. В. ЮХАНОВ, д.т.н., проф., Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону, Россия

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

С. Е. ГАВРИЛОВ, к.т.н., доц., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия

Цель журнала – освещение актуальных проблем, результатов прикладных и фундаментальных исследований, определяющих направление и развитие научных исследований в области радиоэлектроники
Журнал выполняет следующие задачи:

- предоставлять авторам возможность публиковать результаты своих исследований;
- расширять сферу профессионального диалога российских и зарубежных исследователей;
- способствовать становлению лидирующих мировых

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

- знакомить читателей с передовым мировым опытом внедрения научных разработок;
- привлекать перспективных молодых специалистов к научной работе в сфере радиоэлектроники;
- информировать читателей о проведении симпозиумов, конференций и семинаров в области радиоэлектроники



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0

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

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

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

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

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

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

EDITORIAL BOARD:

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

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

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

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

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

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

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

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

Sergey B. MAKAROV, Dr Sci. (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. VOSTRETSOV, Dr Sci. (Eng.), Professor, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

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

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

EXECUTIVE SECRETARY

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

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

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Обзорные статьи

Электроника СВЧ

Торина Е. М., Кочемасов В. Н., Сафин А. Р.

Микроэлектромеханические системы для переключения радиочастотных каналов (обзор).....6

Научные статьи

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Алексейцев С. А., Горбачев А. П., Паршин Ю. Н. Печатная 8-лучевая фазированная антенная решетка на основе матрицы Батлера с модифицированными фазовращателями и излучателями дипольного вида с концевым питанием.....30

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

Сидорова С. В., Купцов А. Д., Пименов И. Е.

Расчет параметров и моделирование системы ионной обработки в вакууме.....40

Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Хыя Х. К., Фокин Г. А. Комплексное исследование точности позиционирования устройств

в сетях LTE в условиях прямой видимости.....55

Радиолокация и радионавигация

Буров В. Н., Мякинников А. В., Фадеев Р. С., Кузнецов С. Е.

Алгоритм получения декартовых несмещенных оценок координат цели по измерениям дальности и направления при произвольной угловой ориентации и смещении радара.....76

Боронахин А. М., Нгуен Куок Хань. Калибровка инфракрасной системы позиционирования.....92

Плотницкая Е. С., Гейстер С. Р., Веремьев В. И. Методика оценки количества винтов

в мультикоптере на основе анализа сигнала вторичной модуляции.....103

Радиофотоника

Барнаш Я. В., Тягунов А. А., Каманина Н. В.

Выявление оптимальных условий функционирования ЖК-ячеек.....114

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

Мельников Н. С., Козлов А. Г. Разработка и реализация методики определения

порогового тока стимуляции при проведении телеметрии нервного ответа

у пользователей систем кохлеарной имплантации.....126

От редакции

Правила для авторов статей.....140

CONTENTS

Review Articles

Microwave Electronics

Torina E. M., Kochemasov V. N., Safin A. R.

Microelectromechanical Systems for Radio Frequency Channel Switching (Review).....6

Original articles

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Alekseytsev S. A., Gorbachev A. P., Parshin Yu. N. Printed Butler Matrix Based Eight-Beam
Phased Array with Modified Phasers and End-Fed Dipole-Like Radiators.....30

Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities

Sidorova S. V., Kouptsov A. D., Pimenov I. E.

Parameter Calculation and Simulation of a Vacuum Ion Beam Treatment System.....40

Telecommunication Systems, Networks and Devices

Hua H. C., Fokin G. A.

Integrated Study of Device Positioning Accuracy in LTE Networks under Line-of-Sight Conditions.....55

Radar and Navigation

Burov V. N., Myakinkov A. V., Fadeev R. S., Kuznetsov S. E.

Algorithm for Obtaining Cartesian Debiased Estimates of Target Coordinates from Range
and Direction Measurements for an Arbitrary Radar Angular Orientation and Offset.....76

Boronakhin A. M., Nguyen Quoc Khanh. Calibration of an Infrared Positioning System.....92

Plotnitskaya E. S., Heister S. R., Veremyev V. I. Methodology for Estimating the Number
of Multicopter Rotors Based on Secondary Modulation Signal Analysis.....103

Microwave Photonics

Barnash Ya. V., Tyagunov A. A., Kamanina N. V.

Determination of Optimal Operating Conditions for Liquid Crystal Cells.....114

Microwave Photonics

Melnikov N. S., Kozlov A. G.

Development and Implementation of a Methodology for Determining Stimulation
Threshold Current during Neural Response Telemetry of Cochlear Implant Users.....126

From the Editor

Author's Guide.....140

Микроэлектромеханические системы для переключения радиочастотных каналов (обзор)

Е. М. Торина^{1,2}, В. Н. Кочемасов¹, А. Р. Сафин^{2,3}✉

¹ООО "Радиокомп", Москва, Россия

² Национальный исследовательский университет "МЭИ", Москва, Россия

³Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова
Российской академии наук, Москва, Россия

✉ arsafin@gmail.com

Аннотация

Введение. С ростом требований к показателям качества и линейности радиочастотных переключателей сигналов все больший интерес вызывают переключатели на основе микроэлектромеханических систем (МЭМС-ПК). Они обладают рядом преимуществ по сравнению с другими технологиями. В статье рассмотрены особенности работы и производства МЭМС-ПК. Описаны технологии изготовления и герметизации, механизмы деградации параметров МЭМС-ПК и рассмотрены возможные конструктивные решения, позволяющие улучшить показатели качества устройства. Представлены количественные параметры производимых МЭМС-ПК.

Цель работы. Обзор устройства и производства МЭМС-переключателей, а также факторов, способствующих и препятствующих массовому распространению этих устройств.

Материалы и методы. В основе поиска и подбора литературы для обзора лежит хронологический принцип. Глубина поиска для рассмотрения параметров конечных компонентов не более 10 лет, для рассмотрения технологий и структурных решений – более 10 лет, ввиду желания проследить историю создания МЭМС-переключателей. Конечный массив источников сформирован из научных публикаций, содержащих фактографическую информацию, представленную в обзоре, или дополняющих ее, а также официальных данных от производителей устройств.

Результаты. Описаны основные характеристики, технологии производства и корпусирования; испытания, необходимые для описания параметров конечных устройств; рассмотрены материалы, используемые для изготовления МЭМС-ПК. Описаны механизмы деградации, известные на данный момент, и способы борьбы с ними. Рассмотрены конструкционные решения, позволяющие улучшить показатели качества МЭМС-переключателей. Рассмотрены достижимые параметры МЭМС-переключателей, предлагаемые на данный момент производителями.

Заключение. Несмотря на то, что изготовление структурных частей МЭМС-переключателей относительно недорого за счет схожести технологических процессов с хорошо отработанным КМОП-процессом, стоимость МЭМС-ПК пока значительно превышает стоимость изготовления транзисторных и $p-i-n$ -диодных переключателей. Наиболее дорогостоящими являются этапы корпусирования и испытаний. Для большинства приложений использование МЭМС-ПК предпочтительнее, чем электромеханических реле, по ряду показателей. Замена твердотельных переключателей на МЭМС-ПК целесообразна тогда, когда определяющими показателями качества являются линейность и уровень FOM, а не габариты и скорость переключения. В любом случае следует ожидать дальнейшего активного развития рынка МЭМС-ПК и улучшения их характеристик.

Ключевые слова: МЭМС-переключатель, параметры МЭМС, деградация МЭМС

Для цитирования: Торина Е. М., Кочемасов В. Н., Сафин А. Р. Микроэлектромеханические системы для переключения радиочастотных каналов (обзор) // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 1. С. 6–29.
doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-6-29

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 09.06.2025; принята к публикации после рецензирования 14.01.2026; опубликована онлайн 27.02.2026

Microelectromechanical Systems for Radio Frequency Channel Switching (Review)

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

✉ arsaafin@gmail.com

Abstract

Introduction. In view of the growing demand for the quality and linearity of RF signal switches, microelectromechanical system (MEMS)-based switches (MEMS-SW) are attracting particular interest. Such devices offer several advantages over other technologies. This article examines the operational and manufacturing specifics of MEMS-SWs, including fabrication and sealing technologies, degradation mechanisms, and design improvements expected to enhance the device performance. Quantitative parameters of commercially available MEMS-SWs are presented.

Aim. To review MEMS switch design, production, and factors influencing their mass adoption.

Materials and methods. The literature review follows a chronological approach. For evaluating end-component parameters, sources published over the past 10 years were prioritized, while technologies and structural solutions were traced over longer periods to document the evolution of MEMS switches. The final dataset comprised peer-reviewed publications with factual data and official manufacturer specifications.

Results. Key characteristics, production and packaging technologies, and required testing methods are described. Materials for MEMS-SW fabrication are analyzed, along with known degradation mechanisms and mitigation strategies. Design solutions for enhancing the performance and parameters of current MEMS-SW are discussed.

Conclusion. Although MEMS switch structural components are relatively affordable due to the similarities of fabrication processes with CMOS technology, MEMS-SWs costs remain significantly higher than those of transistor and PIN diode switches, primarily due to packaging and testing expenses. MEMS-SWs outperform electromechanical relays in most applications and are preferable for solid-state switches when linearity and FOM are critical, rather than the size or the switching speed. Continued market growth and performance improvements are anticipated.

Keywords: MEMS switch, MEMS parameters, MEMS degradation

For citation: Torina E. M., Kochemasov V. N., Safin A. R. Microelectromechanical Systems for Radio Frequency Channel Switching (Review). Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 1, pp. 6–29.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-6-29

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

Submitted 09.06.2025; accepted 14.01.2026; published online 27.02.2026

Введение. Микроэлектромеханические системы (МЭМС) – устройства, сочетающие в себе полупроводниковые и механические технологии, что позволяет им демонстрировать уникальные параметры. Первые МЭМС-устройства изготавливались еще в середине прошлого века, и к 1974 г. было налажено производство, однако по началу большая часть рынка была занята сенсорами, в частности акселерометрами. МЭМС-переключатели (МЭМС-ПК), которым посвящена данная статья, начали разрабатываться в 1980-х гг., и с тех пор их рынок постоянно растет [1, 2].

В МЭМС-ПК используется механическое движение миллиметровых подвижных частей для обеспечения замыкания или размыкания цепи в линии передач. Развитию этих устройств способствовали поиски "идеального" переключателя, который должен обеспечивать очень малое сопротивление во включенном ($R_{\text{on}} \rightarrow 0$) и очень малую емкость в выключенном ($C_{\text{off}} \rightarrow 0$) состояниях в широкой полосе частот. Часто для оценки качества переключателя используют произведение R_{on} и C_{off} , называемое Figure of Merit ($\text{FOM} = R_{\text{on}} C_{\text{off}}$),

стремясь к его минимизации. Переключатели должны при этом быть миниатюрными, иметь высокую надежность и линейность, а также вносить низкие потери [3, 4].

В основном МЭМС-переключатели удовлетворяют предъявленным требованиям. Классические электромеханические переключатели уступают МЭМС по массогабаритным показателям и надежности. По сравнению с твердотельными переключателями, работающими на $p-i-n$ -диодах и полевых транзисторах, МЭМС-устройства имеют целый ряд преимуществ [5, 6]:

– очень низкий FOM = $R_{on}C_{off}$ (менее 10 фс).

Разница с твердотельными устройствами в десятки раз, что обеспечивает более высокую изоляцию или низкие вносимые потери на любой частоте по сравнению с другими полупроводниковыми технологиями;

– очень высокую линейность: коэффициент интермодуляционных продуктов третьего порядка ПРЗ выпускаемых на рынок устройств достигает 95 дБм. В научной литературе описаны лабораторные образцы, достигшие уровня ПРЗ 127 дБм [7];

– очень малое энергопотребление. МЭМС-переключатели с электростатическим или пьезоэлектрическим приводом потребляют энергию 10...100 нДж при срабатывании и ничего не потребляют в стационарном режиме;

– МЭМС-переключатели могут формироваться на кварцевых или стеклянных подложках – для обеспечения ультранизких емкостей, на кремниевых подложках – для сопряжения с микросхемами, на подложках из GaAs или GaN – для сопряжения с СВЧ-транзисторами;

– высокую радиационную стойкость.

Несмотря на явные преимущества, МЭМС-ПК присущи и недостатки, ограничивающие их применение для некоторых приложений [3, 6]:

– относительно низкая скорость переключения. Типичные значения времени переключения ($T_{п}$) МЭМС-ПК – десятки микросекунд. Снизить этот показатель можно лишь за счет увеличения управляющих напряжений;

– для надежной работы электростатических МЭМС-переключателей необходимо напряжение 10...90 В, что предполагает использование высоковольтных драйверов;

– МЭМС-переключатели выдерживают до триллиона циклов холодного переключения, число которых снижается по мере увеличения входной мощности коммутируемого сигнала в режиме горячего переключения. Данные о долгосрочной (в течение нескольких лет) надежности МЭМС отсутствуют;

– необходимость герметизации, обусловленная требованием получения приемлемых характеристик. Это существенно усложняет технологию изготовления и сильно удорожает изделие.

МЭМС-ПК нашли широкое применение в устройствах специального назначения, в военной и космической технике. Кроме того, они используются в автомобильной технике, в системах спутниковой связи, измерительной технике, анализаторах спектра, защитных системах, матричных переключателях и аттенюаторах [5].

Далее рассматриваются особенности работы МЭМС-переключателей, включая производство МЭМС-ПК, технологии и материалы их изготовления, механизмы деградации параметров, конструктивные решения для совершенствования устройств. Также приводятся достижимые параметры современных МЭМС-ПК.

Основные понятия и конструкции МЭМС ПК. Механизмы управления МЭМС.

Конструкция МЭМС-переключателя предполагает наличие неподвижной и подвижной частей – мембраны, актуатора или балки, положение которой определяет, включен переключатель или выключен.

Механизмы управления актуатором МЭМС могут быть различными – электростатическим, пьезоэлектрическим, электромагнитным и термоэлектрическим [1, 2]. Каждый из этих механизмов имеет свои особенности и варианты реализации. Рассмотрим принципы работы разных механизмов на примере МЭМС-ПК с резистивными контактами.

Электростатический привод. Переключатель с электростатическим приводом в выключенном состоянии (клеммы K1 и K2 отключены, рис. 1, а) предполагает, что выступы электродов выходного контакта подвижной и неподвижной частей разомкнуты. В этом положении переключатель ЗАКРЫТ. Чтобы привести в движение актуатор, необходимо подать управ-

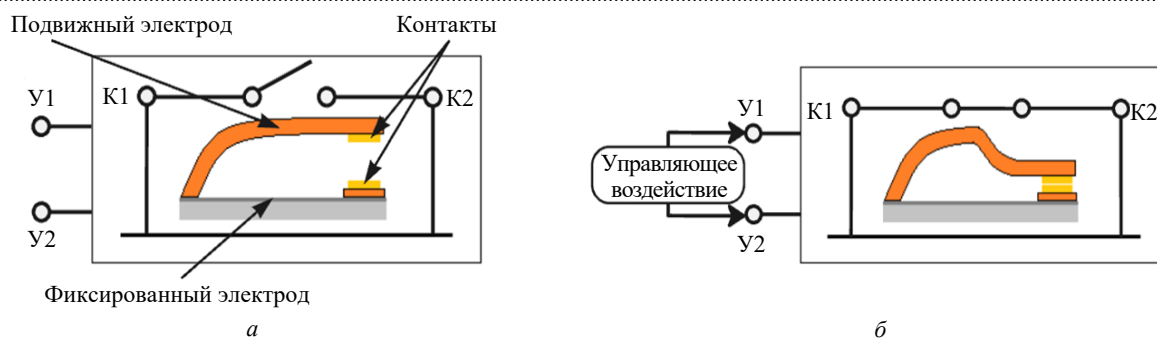


Рис. 1. Упрощенное представление МЭМС-переключателя: *a* – в выключенном состоянии; *б* – во включенном состоянии [4]

Fig. 1. Simplified representation of a MEMS switch: *a* – in the off state; *б* – in the on state [4]

ляющее напряжение (рис. 1, *б*), что заставит подвижный электрод приблизиться к неподвижному. При превышении напряжением определенного порога U_{pi} (от англ. pull-in – втянуть, встречается также U_{th} от threshold – порог), называемого "напряжением срабатывания", электроды и контакты K1 и K2 замкнутся и переключатель включится [4]. В этом положении переключатель ОТКРЫТ.

Напряжение срабатывания электростатических МЭМС-ПК довольно высокое – 10...90 В. Однако потребляемый ток при этом пренебрежимо мал [5]. Технологии изготовления электростатических МЭМС включают в себя стандартные операции, используемые в электронике: окисление, травление, литографию, эпитаксию, гальваническое покрытие [2].

Требуемое управляющее напряжение электростатических МЭМС-ПК с емкостным контактом ниже, чем в изделиях с резистивным контактом, поскольку для обеспечения низкого сопротивления контакта не требуется большое прижимное усилие актуатора [6].

Электромагнитный привод. Подвижная часть МЭМС изготовлена из ферромагнитного материала или покрыта им, чтобы быть чувствительной к изменениям магнитного поля. Кроме того, магнитное поле создается за счет пропускания тока через катушку, выводы которой являются управляющими электродами переключателя U1 и U2. Она окружает деформируемую мембрану (рис. 1, *a, б*). Таким образом, при подаче тока смещения часть актуатора МЭМС деформируется из-за взаимодействия между магниточувствительным материалом и внешним наведенным магнитным полем [4].

В МЭМС-переключателе в исходном положении (рис. 1, *a*) через выводы U1 и U2 не протекает ток управления. При этом между входным и выходным портами переключателя K1 и K2 обеспечивается высокий импеданс и переключатель закрыт. Когда ток проходит через катушку, вокруг МЭМС создается магнитное поле и подвижная часть деформируется до тех пор, пока не опустится на неподвижную (рис. 1, *б*). В таком случае импеданс между K1 и K2 становится очень мал и переключатель открыт [4].

Сопоставляя электростатические и электромагнитные МЭМС-ПК, отметим, что электромагнитные имеют существенно меньший ресурс работы [2].

Пьезоэлектрический привод. Подвешенная МЭМС-мембрана в этом случае покрывается тонкой пленкой материала, обладающего пьезоэлектрическими свойствами. Пьезоэлектрические материалы, близкие по свойствам электропроводности к изоляторам, проявляют свойство механической деформации при падении напряжения на противоположных сторонах образца материала. Поскольку пьезоэлектрическая тонкая пленка обычно покрывает подвижную часть МЭМС, ее расширение из-за пьезоэлектрического эффекта приводит к смещению актуатора вниз. В исходном положении МЭМС-ПК с пьезоэлектрическим приводом (рис. 1, *a*) находится в закрытом состоянии (контакт разомкнут). Когда на выводы U1 и U2 подается напряжение смещения, пьезоэлектрический материал расширяется, контакты K1 и K2 замыкаются и ПК переходит в открытое состояние (рис. 1, *б*) [4].

Пьезоэлектрические МЭМС требуют меньшего (3...20 В) управляющего напряжения, по сравнению с электростатическими, при этом также не

Табл. 1. Параметры МЭМС-переключателей с разными типами приводов [5, 10, 11]

Tab. 1. Parameters of MEMS switches with different types of drives [5, 10, 11]

Тип привода	$U_{пр}$, В	$I_{упр}$, мА	Размер, мкм	$T_{п}$, мс	Контактная сила, мкН	Радиационная устойчивость
Электростатический	10...90	0	100 × 440	1...0.2	50...1000	Максимальная
Электромагнитный	3...5	20...150	1000 × 500	0.2...1	50...200	Минимальная
Пьезоэлектрический	3...20	0	200 × 340	0.05...0.5	50...200	Средняя
Термоэлектрический	3...5	5...100	200 × 220	0.3...10	500...4000	Средняя

потребляют ток [5]. Достоинство пьезоэлектрического привода заключается в том, что реверсом управляющего напряжения можно разомкнуть "залипшие" (подвергшиеся микросварке при переключении мощного сигнала) контакты МЭМС-переключателя, а недостаток – в том, что на актуатор надо наносить дополнительное покрытие, что усложняет технологический цикл и требует дополнительного оборудования [6].

Термоэлектрический привод. Для приведения в движение актуатора в этом случае используется свойство теплового расширения материалов. Электрический ток проходит через подвешенную мембрану, которая нагревается за счет своего сопротивления и, следовательно, расширяется из-за повышения температуры. В качестве альтернативы можно вызвать тепловое расширение подвесной мембраны, генерируя тепло не в самой части МЭМС, а, например, встраивая микронагреватели под устройство. Последнее решение позволяет использовать материалы с гораздо более высоким удельным сопротивлением (например, поликристаллический кремний), чем металлы, обычно используемые для структурных частей микросистемы (например, золото, медь, алюминий и т. д.). Поэтому желаемое повышение температуры обеспечивается при пропускании через нагреватель весьма слабого тока. Пока управляющее напряжение не подано и нагрева нет, клеммы К1 и К2 разомкнуты (рис. 1, а), переключатель выключен. При поступлении напряжения смещения на выводы У1 и У2 ток проходит через МЭМС, а выделяемое тепло замыкает клеммы К1 и переключатель открывается (рис. 1, б) [4].

Технология создания тепловых МЭМС предусматривает стандартные процессы окисления, осаждения из газовой фазы, литографии, плазменного и жидкостного травления. При помощи этих методов создается подвижная балка, состоящая из слоев SiO₂ и TaSi₂, которая

изгибается при подаче напряжения за счет термического расширения TaSi₂ [2].

Параметры переключателей с разными типами приводов существенно различаются (табл. 1), но каждый вариант находит свое применение.

Среди рассмотренных приводов наиболее часто используется электростатический. Причин тому несколько: во-первых, на технологическом уровне электростатическое срабатывание не требует осаждения редких материалов, как, например, в случае с пьезоэлектрическими или ферромагнитными приводами, что упрощает производственный процесс и снижает затраты. Во-вторых, на уровне эксплуатации такой способ возбуждения не вызывает необратимые изменения механических свойств МЭМС, что может произойти, например, при термоэлектрическом срабатывании [4]. Термоэлектрические и электромагнитные приводы могут создавать значительные механические усилия на контактах МЭМС-переключателя, что позволяет переключать сигналы более высокой мощности, но имеют большее время срабатывания и потребляют энергию во включенном состоянии. По этим причинам названные приводы не получили такого широкого распространения, как электростатический и пьезоэлектрический [6]. Следует также отметить, что технологии изготовления электростатических МЭМС совместимы с интегральными технологиями на основе кремния и полупроводниковых соединений A^{II}B^{VI} и A^{III}B^V [9]. Далее будем рассматривать характеристики и технологии электростатических МЭМС, так как именно этот привод наиболее часто используется производителями МЭМС-переключателей, доступных в гражданском секторе рынка. По уровню чувствительности к радиационному воздействию МЭМС-устройств можно выстроить следующий ряд от наиболее к наименее чувствительному типу привода: электростатиче-

ский > пьезоэлектрический > термоэлектрический > электромагнитный [11].

Типы контактов МЭМС. Контакты МЭМС-переключателей бывают двух видов: резистивные "металл–металл" (рис. 2) и емкостные "металл–диэлектрик–металл" (рис. 3). Резистивные контакты имеют подвижную часть, обычно кантилевер, характеризующуюся сопротивлением в открытом состоянии R_{on} , которое обычно составляет доли ома, и емкостью в закрытом состоянии C_{off} , типовое значение которой – единицы фемтофард. Переключатель с емкостными контактами представляет собой дискретно перестраиваемый конденсатор, образованный подвижной мембраной и неподвижной частью. Расстояние между пластинами такого конденсатора контролируется положением мембраны. При этом отношение емкостей во включенном и выключенном состояниях C_{on}/C_{off} может достигать 100 и более [6, 8]. Эти переключатели имеют очень малые потери на высоких частотах (0.1 дБ на 40 ГГц) и высокую линейность (более 66 дБм) [6].

Оба вида контактов имеют свои преимущества и недостатки.

Основным критерием при создании переключателей резистивного типа (рис. 4, а, б) является площадь контакта. Большие области контакта обладают меньшим сопротивлением и, соответственно, меньшей температурой контактного пятна. Истинная площадь контакта определяется, прежде всего, прикладываемой силой и твердостью материала, а также его способностью формировать поверхностный слой с большим сопротивлением. Также необходимо учитывать силу адгезии в контактном пятне, поскольку кантилевер переключателя должен быть достаточно жестким, чтобы преодолеть силу адгезии после снятия управляющего напряжения [9].

В открытом состоянии изоляция переключателя ухудшается по мере увеличения частоты, так как между подвешенным кончиком кантилевера МЭМС и нижним контактом присутствует паразитное последовательное сопротивление. Потери в закрытом состоянии не превышают 0.5 дБ на частотах до 40 ГГц [4].

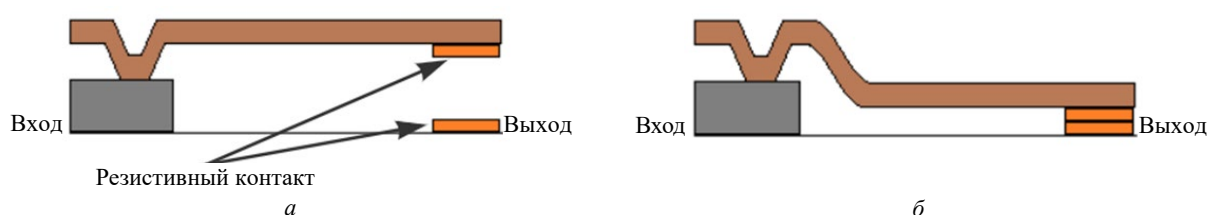


Рис. 2. Упрощенное изображение МЭМС-переключателя с резистивным контактом: а – в выключенном; б – во включенном состояниях

Fig. 2. Simplified image of a MEMS switch with a resistive contact: a – in the off state; b – in the on state



Рис. 3. Упрощенное изображение МЭМС-переключателя с емкостным контактом: а – в выключенном; б – во включенном состояниях

Fig. 3. Simplified image of a MEMS switch with a capacitive contact: a – in the off state; b – in the on state

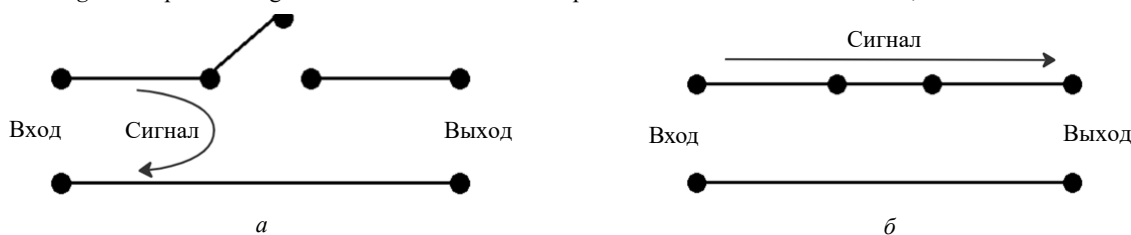


Рис. 4. Принцип работы МЭМС-переключателя с резистивным контактом: а – в выключенном; б – во включенном состояниях [4]

Fig. 4. Operating principle of a MEMS switch with a resistive contact: a – in the off state; b – in the on state [4]

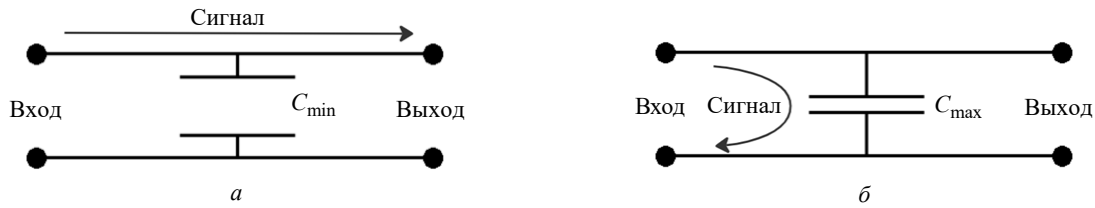


Рис. 5. Принцип работы МЭМС-переключателя с емкостным контактом: а – во включенном; б – в выключенном состояниях [4]

Fig. 5. Operating principle of a MEMS switch with a capacitive contact: a – in the on state; б – in the off state [4]

Емкостный переключатель ведет себя по-другому. МЭМС такого типа не замыкает контакт между входной и выходной клеммами, а регулирует коэффициент передачи за счет изменения импеданса между клеммой и "землей" (рис. 5). Когда ПК включен, расстояние между мембраной и неподвижной частью ключа максимально, поэтому шунтирующая емкость минимальна C_{\min} (рис. 5, а). Маленькая емкость обеспечивает большое параллельное сопротивление, и большая часть сигнала проходит между входом и выходом устройства. Когда мембрана втянута, емкость максимальна C_{\max} (рис. 5, б). В этом случае емкость создает низкий параллельный импеданс и большая часть сигнала проходит в землю, переключатель выключен.

МЭМС с резистивным типом контакта обычно обладают более широкой частотной полосой – от 0 до десятков, иногда сотен гигагерц. Однако напряжение управления таких МЭМС довольно велико, до 90 В. МЭМС с емкостными контактами плохо работают на низких частотах, и, как следствие, их частотный

диапазон уже. Однако в таких МЭМС нет необходимости создавать большую силу притяжения на контакте, поэтому необходимое управляющее напряжение в них ниже.

Особенности работы и основные параметры электростатических МЭМС. Работу любых электростатических МЭМС можно представить в виде конденсатора с плоскими пластинами, одна из которых неподвижна, а другая подвешена на пружине жесткостью k (рис. 6, а). Для простоты рассматривается устройство с одной степенью свободы.

При подаче напряжения между пластинами возникает электростатическая сила, заставляющая подвижную пластину приближаться к неподвижной, изменяя результирующую емкость конденсатора (рис. 6, б). Если считать, что пространство между пластинами воздушное, то эту силу можно оценить по формуле

$$F_э = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S}{(x_0 - x_1)^2} U_{см}^2,$$

где ϵ_0 – электрическая постоянная; S – пло-

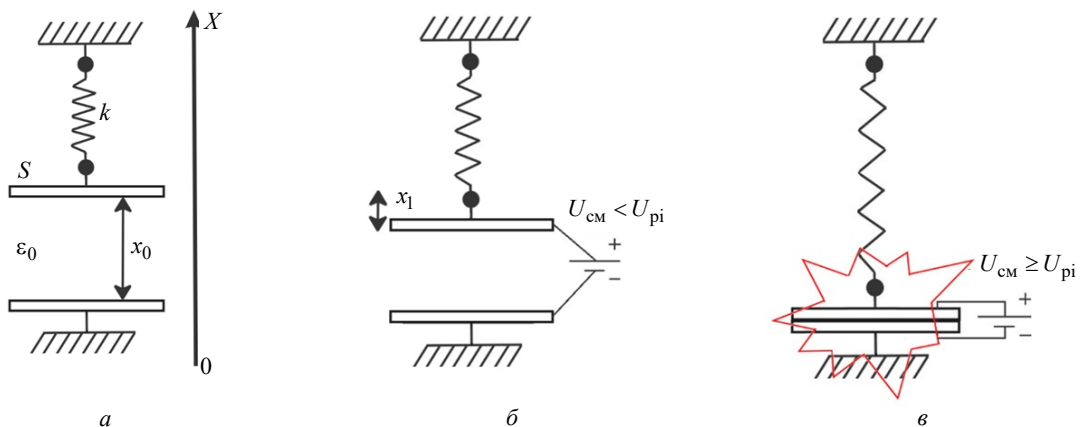


Рис. 6. Представление работы МЭМС-ПК как конденсатора с подвижной пластиной: а – в состоянии равновесия; б – при приложенном смещении, меньшем напряжения срабатывания; в – при приложенном смещении, большем напряжения срабатывания [4]

Fig. 6. Representation of the operation of the MEMS switch as a capacitor with a moving plate: а – in the equilibrium state; б – with an applied bias less than the response voltage; в – with an applied bias greater than the response voltage [4]

щадь перекрытия пластин; $U_{см}$ – напряжение смещения; x_0 – расстояние между пластинами конденсатора при нулевом смещении; x_1 – вертикальное перемещение подвижной пластины.

Выражение для $F_э$ можно преобразовать с учетом формулы расчета емкости плоского конденсатора:

$$F_э = \frac{1}{2} \frac{C(x)}{x_0 - x_1} U_{см}^2.$$

Пока напряжение смещения ниже порогового напряжения U_{pi} , расстояние между пластинами конденсатора уменьшается (рис. 6, б). В то же время перемещение подвижной пластины удлиняет удерживающую ее пружину, что приводит к возникновению противоположной относительно $F_э$ механической силы, которая, в соответствии с законом Гука, определяется формулой

$$F_{мех} = -kx_1,$$

где k – жесткость пружины.

Сила $F_{мех}$ препятствует дальнейшему перемещению пластины, однако она зависит от координаты перемещения пластины прямо пропорционально, в то время как $F_э$ – обратно пропорциональна квадрату перемещения пластины. Решая систему уравнений, можно получить выражение для расчета порогового напряжения:

$$U_{pi} = \sqrt{\frac{8}{27} \frac{kx_0^3}{\epsilon_0 S}}.$$

Когда напряжение смещения становится равным пороговому, подвижная пластина резко падает на неподвижную (рис. 6, в). По сути, U_{pi} – это предельное значение управляющего напряжения, при котором механическая сила может компенсировать электростатическую.

Чтобы разомкнуть переключатель после срабатывания, необходимо уменьшать модуль управляющего напряжения смещения $U_{см}$. Причем пороговое напряжение U_{po} (от англ. pull-out – выдвигать), при котором пластины разомкнутся, оказывается меньше, чем напряжение срабатывания. Это напряжение называется напряжением вытягивания или открывания и может быть оценено по формуле [4]

$$U_{po} = l_{из} \sqrt{\frac{2kx_0}{\epsilon_{из} S}},$$

где $l_{из}$ и $\epsilon_{из}$ – толщина и абсолютная диэлектрическая проницаемость изоляционного слоя между пластинами.

Так как $U_{po} < U_{pi}$, характеристика срабатывания/отпускания (включения/выключения) имеет петлю (рис. 7). Причем для электростатических МЭМС эта характеристика симметрична относительно 0.

МЭМС подчиняются ньютоновской механике, в частности, уравнению движения Даламбера. Следовательно, для перемещения пластины можно записать дифференциальное уравнение [3]:

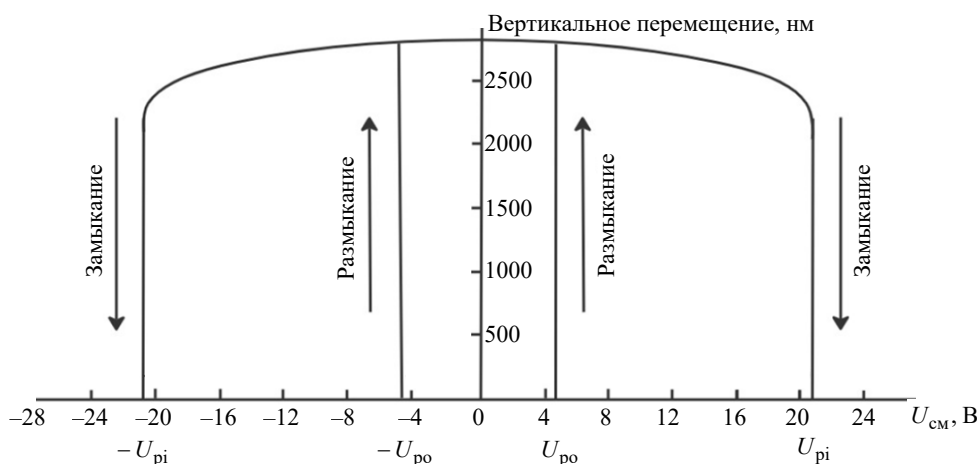


Рис. 7. Типичная для МЭМС-ключа характеристика включения/выключения [4]

Fig. 7. Typical on/off characteristic of a MEMS switch [4]

$$mx_1'' + bx_1' + kx_1 = F_3,$$

где m и b – масса и коэффициент демпфирования моста или кантилевера.

Это уравнение второго порядка. Его решение описывает свободные колебания механической системы с частотой $\omega_0 = \sqrt{k/m}$. Коэффициент демпфирования можно записать через добротность $Q = k/(\omega_0 b)$. Добротность ограничена процессом удаления воздуха из-под моста или кантилевера. Низкая добротность приводит к большому значению времени переключения. Если переключатель работает в вакууме, то добротность можно увеличить, однако это приводит к длительному времени установления как для механизмов срабатывания, так и для механизмов разблокировки [3].

Время включения можно оценить по простой формуле [3]

$$t_{th} = 3.67 \frac{U_{pi}}{U_{cm} \omega_0}. \quad (1)$$

Время выключения при условии нулевого смещения [11]:

$$t_{po} = \frac{2\pi}{4\omega_0}. \quad (2)$$

Малое время переключения, согласно этим формулам, возможно только при больших значениях резонансной частоты, что, в свою очередь, обязывает использовать системы с большой жесткостью пружины и малой массой. При этом напряжение срабатывания становится очень большим, что отрицательно влияет на надежность и не позволяет снизить время переключения ниже единиц микросекунд.

Важными параметрами МЭМС-переключателей является их S -матрица. S -параметры дают информацию о важнейших характеристиках системы: S_{11} – коэффициент отражения входного напряжения; S_{12} – коэффициент передачи обратного напряжения (с выхода на вход); S_{21} – коэффициент передачи прямого напряжения (со входа на выход); S_{22} – коэффициент отражения выходного напряжения [11].

S -параметры определяются как в разомкнутом, так и в замкнутом состояниях МЭМС-ключа. Параметр S_{21} в разомкнутом состоянии определяет изоляцию ключа и может быть оценен как [3]

$$|S_{21}|^2 = 4\omega^2 C_{off}^2 Z_0^2,$$

где C_{off} – емкость разомкнутого МЭМС; Z_0 – импеданс линии передачи.

При замкнутом ПК S_{21} определяет вносимые потери и оценивается как [3]

$$|S_{21}|^2 = 1 - \frac{R_{on}}{Z_0},$$

где R_{on} – сопротивление замкнутого ПК.

Следует отметить, что характер зависимости S -параметров от частоты переключаемого сигнала различен для переключателей емкостного и резистивного типов [4].

Другим важным параметром МЭМС-ПК, определяющим их качество, является FOM = $= R_{on} C_{off}$. Чем ниже значение этого параметра, тем выше допустимые рабочие частоты переключателя. В сравнении с твердотельными ПК МЭМС-переключатели обладают меньшим значением FOM.

Производство МЭМС-переключателей.

Проблемы стандартизации. Прежде чем перейти непосредственно к технологиям производства МЭМС, следует обратить внимание на общемировую проблему стандартизации технологических процессов и испытаний этих устройств. Несмотря на более чем двадцатилетнюю историю коммерциализации МЭМС, индустрия долгое время опиралась на индивидуальные тестовые решения. В результате даже однотипные устройства от разных производителей, а иногда и внутри одной компании создаются и проверяются по различным методикам, что приводит к высокой сложности и стоимости проектирования и производства МЭМС. Разработка собственного тестового оборудования для каждого устройства значительно увеличивает сроки производства, при этом подобные решения часто не обладают гибкостью и сложно масштабируются. Однако некоторые поставщики МЭМС выступают против стандартизации, так как хотят защитить свою интеллектуальную собственность за счет запатентованных процессов производства. Для заказчиков это выливается в невозможность прямого сравнения характеристик изделий по технической документации, так как данные получены с помощью несовместимых методик [12–14].

Эта проблема международная, и некоторые шаги по ее решению уже были приняты. Техническим комитетом по микро- и наномеханическим системам (МЭМС/НЭМС) в рамках ассоциации (SEMI) был разработан ряд стандартов по метрологии. Большой трудностью отрасли на сегодня остается переход от индивидуальных решений к стандартизированным. Для потребителя ситуация усугубляется тем, что даже при наличии стандартов производители не всегда их используют для паспортизации продукции, а терминология может различаться. Переход к стандартизированным подходам, несмотря на сложность задачи, необходим прежде всего по экономическим причинам. Как отмечают эксперты, тестирование и калибровка сложных МЭМС-устройств могут составлять от 15 до 30 % и более от их общей себестоимости. Переход на стандартизированное тестовое оборудование позволяет использовать базовые платформы (стандартные тестеры) для разных продуктов, сокращает время тестирования и значительно снижает расходы [12, 14].

Рассмотрим ряд испытаний, которыми пользуются большинство производителей.

Испытания МЭМС. Прежде всего для МЭМС-переключателей обязательно получают S -параметры, которые полезны для нахождения критических параметров переключателя, таких, как емкость и контактное сопротивление, а также для выявления паразитных составляющих и построения точных радиочастотных моделей, однако не раскрывают всей картины. До выпуска МЭМС-устройств на рынок проводится ряд других испытаний на различных этапах производства и эксплуатации с целью определения показателей качества МЭМС-переключателей [15]:

- Испытания во временной области. Используются для измерения напряжения срабатывания, напряжения отпускания, скорости переключения, механического резонанса и заряда диэлектрика.

- Измерение скорости переключения. Этот тест применим на всех этапах создания МЭМС-переключателя – от НИОКР до производства и проверки надежности. Расчетные значения времени включения (1) и выключения (2) предсказывают скорость переключения. Однако измере-

ние скорости переключения в зависимости от напряжения несколько сложнее для устройств, склонных к накоплению заряда в диэлектрике (МЭМС с емкостными контактами), поскольку это приводит к смещению напряжения срабатывания. Для таких устройств характеристика сдвига напряжения срабатывания из-за зарядки может быть измерена одновременно со скоростью переключения и учтена при измерении.

- Измерение резонансной частоты, дающее информацию об отношении коэффициента жесткости "пружины" к массе подвижной балки. Обычно измерения проводятся детектированием выходного сигнала при изменении частоты сигнала на входе.

- Измерение напряжений втягивания и вытравивания (включения/выключения). Для проведения таких испытаний напряжение смещения медленно изменяют и записывают критические точки, при которых ключ замыкается/размыкается.

- Измерение заряда, накопленного в диэлектрике исполнительного механизма. Эти тесты полезны для исследования свойств диэлектриков, для диагностики срока службы переключателя и в качестве инструмента контроля качества на производстве. Накопление заряда в диэлектрике исполнительного механизма приводит к асимметричному сдвигу положительного и отрицательного напряжения втягивания (рис. 8) и ускорению проявлений деградационных эффектов.

- Испытания на удерживание, оценивающие способность устройства оставаться во включенном состоянии в течение длительного периода времени без повреждений или сбоев в работе.

- Испытания переменной мощностью. Изменяя мощность коммутируемого сигнала измеряется способность переключателей с омическими контактами рассеивать тепло и способность переключателей с емкостными контактами сопротивляться срабатыванию под воздействием ВЧ-напряжения.

- Бесконтактное измерение жесткости пружины, размеров балки и зазоров привода с помощью лазерного излучения. Эти тесты требуют доступа к неупакованному устройству, поэтому обычно проводятся только на этапе разработки.

- Контактное сопротивление. Измерения кон-

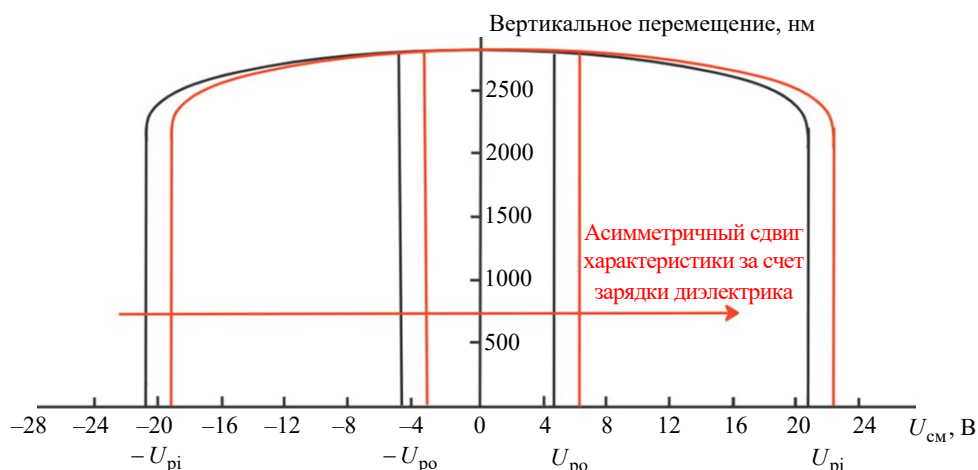


Рис. 8. Сдвиг характеристики включения/выключения МЭМС за счет накопления заряда в диэлектрике

Fig. 8. Shift of the MEMS on/off characteristic due to charge accumulation in the dielectric

такого сопротивления проводятся для МЭМС с омическими контактами. Теоретически оценить контактное сопротивление можно по формуле $R_{\text{он}} = \rho / \sqrt{\pi S_k}$, где ρ – удельная плотность материала контактной пластины; S_k – площадь контакта выступа, которая зависит от твердости материала контакта и силы притяжения [16]. Однако на значение $R_{\text{он}}$ сильно влияют такие загрязнения контактов, как влага, пыль и пр. Также его значение зависит от мощности и частоты проходящего сигнала: при больших нагрузках на контактах выделяется тепло, которое может повлиять на металлический контакт. На высоких частотах загрязнение контакта влияет на сигнал как эквивалентный конденсатор большой емкости, включенный последовательно с контактным сопротивлением. Герметизация позволяет устранить многие проблемы загрязнения контактов [17], однако она удорожает и усложняет серийное производство МЭМС.

- Повторяемость сопротивления. В некоторых приложениях особое внимание уделяется дисперсии контактного сопротивления, а не его абсолютному значению.

- Измерения емкости как для замкнутых, так и для разомкнутых МЭМС. Такие испытания являются дешевой альтернативой ВЧ-тестированию во временной области.

- Чувствительность характеристик МЭМС к изменению температуры и параметров окружающей среды. Существуют стандарты тестирования (военные и коммерческие), которые

определяют рабочий диапазон параметров окружающей среды и допустимые отклонения характеристик прибора. Сюда же относится тестирование на чувствительность к накопленному электростатическому заряду МЭМС, выраженных на полупроводниковых подложках.

- Радиационная стойкость. Испытания радиацией и высокоэнергетическими импульсами имеют решающее значение для устройств, которые будут использованы в космосе, на высотных платформах или могут подвергнуться воздействию в непосредственной близости от потенциальных ядерных событий. Тип излучения для разных приложений может сильно различаться. Так, фазовращатель космического базирования будет подвергаться воздействию низкоуровневой космической радиации и случайных вспышек в течение многих лет, в то время как самонаводящаяся система противоракетной обороны, вероятно, должна будет пережить близлежащий ядерный взрыв во время полета. Требования радиационной стойкости для других приложений обычно не нужны, поскольку незащищенные полупроводниковые компоненты, также являющиеся частью этих систем, скорее всего, откажут до МЭМС.

- Удары и вибрация. Большинство радиочастотных МЭМС-переключателей могут выдерживать высокие уровни ударов и вибрации без повреждений благодаря их малой массе и высоким механическим резонансным частотам. Отклонение в 1 мкм нарушит работу большинства устройств, но, вероятно, не вызовет повреждений. Отклонения менее 100 нм не по-

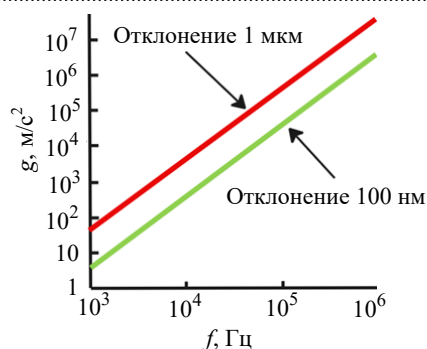


Рис. 9. Расчетная зависимость ускорения, необходимого для отклонения механических частей на 1 мкм и 100 нм, от резонансной частоты

Fig. 9. Calculated dependence of the acceleration required to deflect mechanical parts by 1 μm and 100 nm from the resonant frequency

вливают на работу большинства устройств (рис. 9). Меньшие по размеру и более жесткие радиочастотные МЭМС-устройства могут работать при ударах силой $10^6 g$ и более. Такие условия эксплуатации важны в нишевых областях, таких, как военная, космическая техника, а также промышленное бурение и георазведка. Переключатели с омическими контактами могут быть более уязвимыми к ударам в активированном состоянии, так как дополнительная нагрузка от удара может повредить контакты. Эти испытания проводят с устройствами как во включенном, так и в выключенном состояниях, если это необходимо для практического применения.

• Герметичность корпуса. Классический подход к оценке герметичности заключается в накачивании пространства корпуса гелием и наблюдении за выделением газа из корпуса. Однако объем корпуса МЭМС очень мал (примерно $10^{-12} m^3$), чтобы вместить в себя или высвободить измеряемое количество гелия. Поэтому для испытаний герметичности обычно применяют 2 подхода: в первом случае вместо МЭМС-устройства в корпус зашивается специальный датчик, а во втором – в качестве такого датчика используется сам коммутатор. Например, по изменению скорости переключения можно сделать вывод о давлении внутри корпуса и, как следствие, о его герметичности. Плюс второго подхода в том, что его можно применять в течение всего периода эксплуатации МЭМС.

• Срок службы. Результатом испытаний на срок службы может быть либо количество цик-

лов, либо время работы устройства. Важно, чтобы срок службы был получен в тех эксплуатационных условиях, в каких предполагается работа переключателя. Так, количество циклов без отказа при холодном переключении обычно значительно превышает количество циклов при горячем переключении. Однако для многих приложений использование переключателя предполагается при наличии сигнала на входе. Проведение таких испытаний сталкивается со сложностью: если проводить испытания переключателя в реальном времени, то это будет очень долго и дорого. Поэтому используют различные способы ускорения появления дефектов, например выводя за рамки рабочих значений температуру или давление.

• Выход годных. Как правило, этот параметр не интересует конечных пользователей, но очень важен для производства. Проверка выхода годных проводится с использованием различных тестов на разных этапах производственного процесса, а также зависит от уровня зрелости и объема выполняемого производства. Конечная цель – выполнение одного этапа тестирования, будь то на уровне пластины или на уровне конечного продукта.

Технологии производства МЭМС. Сегодня существуют 2 основных метода производства МЭМС – объемная и поверхностная обработка [4, 13].

При поверхностной обработке устройство выращивается на поверхности подложки. С концептуальной точки зрения процесс поверхностной микрообработки аналогичен процессу наложения слоев КМОП, но у МЭМС есть подвижные части. Подход поверхностной обработки заключается в следующем: на основу-подложку наносятся структурные слои – будущие части МЭМС и жертвенные слои – временная опора структуры. Жертвенные слои временно поддерживают микромембраны во время изготовления, затем их удаляют травлением.

Объемная технология предполагает создание структурных частей МЭМС непосредственно из материала подложки. Обычно в качестве подложки используется кремний, но есть примеры изготовления МЭМС из других материалов. Процесс представляет собой выборочное удаление конкретных областей под-

ложки для формирования нужной структуры. Это происходит за счет травления кремния по маске из пленок оксида кремния или нитрида кремния, а также золота или хрома [18].

На данный момент существует большое количество различных способов травления. Если ограничиться рассмотрением кремния в качестве подложки, то технологии травления можно разделить на 3 типа: жидкостное анизотропное (ЖАТ), плазменное и комбинированное ЖАТ + реактивно-ионное травление. Каждый из них включает в себя ряд способов, обладающих своими достоинствами и недостатками. Тенденции развития технологий травления заключаются в более высоких требованиях к прецизионности (до десятков нанометров), скорости травления (не менее 3 мкм/мин), селективности маски, а также равномерности травления по пластине. Особое внимание уделяется возможности контроля за процессом [18].

МЭМС + КМОП. КМОП-микросхемы, интегрированные вместе с МЭМС-переключателем, позволяют значительно снизить внешнее питающее напряжение, так как в интегральной схеме можно реализовать преобразователь тока или схему накачки заряда. Существует 4 метода интеграции МЭМС + КМОП-компонентов [19, 20]:

1. Предварительное изготовление МЭМС. В этом случае большая часть процесса изготовления МЭМС проходит до интеграции с КМОП-схемой. Этот метод используется, когда для создания МЭМС-устройства необходима высокотемпературная обработка. После создания МЭМС-структуры пластина герметизируется и поверх нее изготавливается КМОП-схема. Однако окончательно подвижные части высвобождаются позже, и есть вероятность, что при этом произойдет деградация КМОП-элементов. Кроме того, сложность представляет формирование межсоединений МЭМС-устройства и КМОП-схемы.

2. Совместное изготовление МЭМС- и КМОП-элементов. Эта технология отличается высокой гибкостью и позволяет разработчику корректировать процесс изготовления МЭМС/КМОП-схемы и минимизировать деградацию параметров компонентов обоих устройств. Поскольку профили распределения легирующей примеси в кремнии выдерживают температуру до 900 °С,

а операции металлизации проводятся на завершающих Back end of line (BEOL)-этапах изготовления МЭМС/КМОП-схемы, процессы формирования КМОП- и МЭМС-компонентов можно чередовать. Было показано [20], что данный метод подходит для создания структур на подложках КНИ (Кремний на изоляторе).

3. Постформирование МЭМС. Достоинство этого метода – возможность применения КМОП-микросхем, изготовленных контрактными производителями, с последующим созданием поверх них МЭМС-структур. Недостатков можно выделить несколько: во-первых, из-за недопустимости размещения МЭМС на поверхности КМОП-схемы при высоких температурах исключается процесс создания поликремниевых структур с низкими механическими напряжениями, проводимый при температуре 900 °С. МЭМС-структуры изготавливаются с помощью технологии, не требующей температуры выше 450 °С. Вторая проблема метода – обеспечение планарности поверхности КМОП-схемы, поверх которой формируется МЭМС-структура. В-третьих, сложности с выбором жертвенного слоя: удаление традиционно используемой пленки оксида кремния может повредить микросхему.

4. Постформирование МЭМС в BEOL-слоях металлизации КМОП-схемы. Для интеграции МЭМС-структур и КМОП-схемы можно использовать слои металлизации схемы, формируемые на заключительном этапе ее создания. МЭМС-структура изготавливается с помощью процессов сухого травления, не влияющих на параметры компонентов готовой КМОП-схемы. Преимущество этого метода интеграции перед тремя рассмотренными методами заключается в отсутствии необходимости осаждения дополнительных слоев металла и диэлектриков и проведения литографии для формирования нужной структуры. Объединение МЭМС с КМОП-схемой можно выполнять на кристалле, а не обязательно на пластине. Недостаток метода – зависимость интегрируемой МЭМС-микроструктуры от металлизации КМОП-схемы, которая и определяет ее тип.

Материалы МЭМС. Для создания МЭМС-устройств могут использоваться различные материалы. Их можно разделить на две группы:

материалы структурных слоев, используемые для формирования несущих конструкций и проводящих частей, а также материалы жертвенных слоев [21].

Так как работу МЭМС-переключателя можно представить в виде движущейся пластины на пружине (см. рис. 6), то к подвижным элементам МЭМС можно предъявить следующие требования: высокие пределы упругости и усталости, высокая релаксационная стойкость, наличие минимальной вязкости и стойкости. Для МЭМС-устройств используются как неорганические материалы, так и некоторые полимеры (полиимиды, поливинилиденфторид, органическое стекло) [21].

Интерес представляет использование пленок карбида кремния в качестве материала кантилевера. Это позволяет реализовать конструкции с повышенной виброустойчивостью, повысить резонансную частоту и снизить время переключения. Высокий коэффициент теплопроводности позволяет коммутировать более сильные токи, высокая механическая прочность снижает деградацию контактных областей по сравнению с использованием металлов или кремния. Высокая тепловая стойкость и низкий коэффициент теплового расширения позволяют увеличить диапазон рабочих температур [22].

Выбор структурного материала тесно связан с выбором материала для жертвенного слоя и технологией изготовления МЭМС, так как структурный слой не должен быть поврежден при травлении. В качестве жертвенных слоев используется поликремний, полиимиды, различные металлы: медь, алюминий, никель и т. д. [21].

Выбор материала контактов очень важен для резистивных МЭМС. Обычно это сплавы, содержащие золото, никель, алюминий, медь, платину, титан, серебро, палладий и пр. [21]. Необходимо обратить внимание на область контакта: чем она больше, тем меньше сопротивление во включенном состоянии и меньше его температура. Реальная площадь определяется приложенной силой и твердостью материала контакта [23]. В зависимости от значения мощности проходящего сигнала меняется нагрузка на контакты и требования к ним. Обычно в переключателях стремятся понизить управляющее напряжение. При создании переключателей с низким управляющим напряже-

нием, а значит, и малой силой упругости подвижного электрода наиболее подходящим материалом для омического контакта является золото – благодаря низкой твердости, очень низкому контактному сопротивлению, высокой температуре плавления (среди мягких металлов), высокой степени сопротивления окислению, устойчивости к абсорбции и возможности использования различных методов напыления. Однако из-за пластичности золото обладает большой силой сцепления между контактами. Кроме того, такие МЭМС будут менее долговечными относительно твердых металлов, в результате чего количество циклов переключения уменьшается в 10 раз. Поэтому в качестве контактного материала большинство производителей используют сплавы на основе золота.

Для некоторых приложений уместно использование других металлов [9, 21]. Родий имеет меньшую адгезию, однако вдвое большее удельное сопротивление и твердость, чем у золота. В результате поведение обоих металлов в условиях пластической деформации очень схоже. При больших силах притяжения адгезия не имеет значения, поэтому для материалов контактов лучше выбирать твердые металлы. Недостатком в этом случае является увеличение сопротивления коммутатора. Одно из возможных решений – применение двух или трех параллельных контактов, как это делала компания "Radant MEMS", использовавшая в качестве материала контакта тугоплавкий сплав собственной разработки [23].

Выбор материала диэлектрического слоя для емкостных МЭМС связан, с одной стороны, со значением емкости конденсатора во включенном состоянии, а с другой – с вопросом накопления заряда в диэлектрике при воздействии сильных полей. Обычно это свойство связано с плотностью ловушек в объеме материала. Так, например, SiO_2 имеет более низкую плотность ловушек, чем часто используемый для емкостных МЭМС Si_3N_4 , полученный по той же технологии. Однако емкость в выключенном состоянии для МЭМС-ПК со слоем SiO_2 увеличится, что ухудшит переключательные свойства на высоких частотах. Поэтому выбор диэлектрического материала зависит от предполагаемых эксплуатационных условий конечного устройства [23].

Герметизация МЭМС. Характеристики МЭМС-переключателей очень чувствительны к загрязнениям и влаге, так как их наличие меняет контактные свойства между подвижными и неподвижными частями переключателя. Поэтому МЭМС-переключатели корпусируются, причем для исключения попадания влаги корпусирование должно быть герметичным. Выбор технологии корпусирования – важный этап разработки МЭМС-устройства. Корпусирование – дорогостоящий этап создания МЭМС, на него приходится около 30 % всей стоимости устройства, тогда как на производство интегральной схемы и подвижных частей – 12 и 18 % соответственно [3, 16].

Изоляция МЭМС от содержащейся в атмосфере влаги происходит за счет вакуумной герметизации. В зависимости от предполагаемых эксплуатационных условий уровень вакуума, требуемый для работы переключателя, – средний или высокий, а уровень внутреннего давления должен быть достаточно низким ($10 \dots 10^{-2}$ Па) [24].

Герметизация прежде всего предполагает заключение устройства в корпус. Наиболее часто встречаются 2 типа корпусов – металлические, которые просты в сборке, прочны, экранируют электромагнитные поля, и керамические, обладающие высокой механической прочностью, устойчивостью к химическим реагентам. В качестве материалов крепления используются материалы, не пропускающие влагу – стекла, кремний, керамика и металлы. Однако при выборе материала следует также обратить внимание на коэффициент термического и линейного расширения. Например, если МЭМС-ПК изготовлен на одной подложке с ИС, то тепло, выделяющееся при работе ИС, может изменить свойства материала и, как следствие, ухудшить герметизацию МЭМС [16, 25].

Существует 3 категории методов соединения материалов при герметизации [25]:

1. Прямое соединение кремний-кремний. Осуществляется за счет возникновения ковалентной связи между двумя поверхностями при высококой температуре. Такой метод создает надежную герметизацию, но его применение ограничено. Из-за необходимости работы с высокими температурами этот способ исключается при герметизации МЭМС с электронной

схемой. Внутрикорпусное давление оказывается повышенным. Реализация метода требует очень высокого качества обработки поверхностей соединяемых деталей.

2. Метод анодного срачивания, основанный на соединении полупроводника *n*-типа (обычно Si) и щелочно-содержащего стекла с ионной проводимостью. Этот метод требует использования специального оборудования, способного совмещать пластины с точностью до нескольких микрометров. При получении высоковакуумного микрообъема с использованием анодного срачивания необходимо учитывать десорбцию газов с поверхностей деталей корпуса и микромеханического элемента. Этот метод чуть менее чувствителен к дефектам и неровностям соединяемых поверхностей, но наличие канавок глубиной 50 нм может стать причиной натекания газов внутрь объема. Кроме того, напыление металлических проводников толщиной более 50 мкм может нарушить герметичность соединения.

3. Соединение через промежуточный слой, в качестве которого используется стеклянная фритта (смесь силикатов или боросиликатов) или припой, термокомпрессионная сварка, эвтектическая пайка. При выборе материалов промежуточных слоев необходимо учитывать следующие параметры: прочность на разрыв; сопротивление сдвигу; усталостную прочность; вязкость разрушения (сопротивление развитию трещин); коэффициент термического расширения; теплопроводность; влагопоглощение материала; возможности дегазации материалов; стоимость.

В процессе работы герметичных изделий с поверхностей материалов могут выделяться газы, поэтому параметры МЭМС ухудшаются. Для поддержания нужной степени вакуума используют газопоглотители – геттеры, которые различаются по избирательности к поглощаемым газам и по способу их применения (распыляемые и нераспыляемые). В качестве базовых материалов геттеров часто берут цирконий и титан. При применении нераспыляемых геттеров возникает проблема образования микрочастиц, которые могут стать причиной замыкания или нарушить свойства МЭМС, поэтому вместе с базовыми материалами используются дополнительные на основе клейких полимеров [16, 25].

Разработаны методы корпусирования и герметизации на пластине [3]. Технологии вакуумной герметизации МЭМС заимствованы из технологий ИС, но имеют свои особенности [16]. В общем виде их можно разделить на две группы [25]:

1. Индивидуальное корпусирование. В этом случае пластина с МЭМС-элементами разделяется на кристаллы, которые затем отдельно корпусируются и герметизируются. Различают индивидуальное корпусирование керамическими и металлокерамическими корпусами.

2. Интегральные технологии герметизации. В общем случае эту группу также можно разделить на две – объемная микрообработка и поверхностная микрообработка.

К технологиям объемной микрообработки относятся технологии пластина-на-пластине (WTW) и чип-на-пластине. К технологиям поверхностной микрообработки принадлежат все технологии, основанные на построении структур за счет осаждения тонких пленок и жертвенных слоев.

Механизмы деградации МЭМС. Особенность МЭМС-переключателей, препятствующая их распространению, – ограниченный ресурс. На данный момент МЭМС выдерживают триллионы циклов переключений, но из-за наличия механически движущихся частей ограничение принципиально остается [6]. Надежность МЭМС особенно важна при их длительном использовании, поэтому механизмы деградации МЭМС, приводящие к ухудшению их характеристик, являются предметом активных исследо-

ваний [23]. При исследовании минимизации деградационных процессов прежде всего рассматриваются возможности использования различных материалов для создания структур. Также используются различные конструктивные решения, рассмотренные далее.

Частично механизмы деградации описывались ранее, сейчас рассмотрим этот вопрос подробнее. Прежде всего следует отметить, что доминирующий механизм зависит от типа контакта.

Основные типы деградации для МЭМС с емкостными контактами связаны с явлением зарядки диэлектрика [24]: во-первых, при замыкании контактов заряд переносится с металлической балки в слой диэлектрика и остается в его поверхностных слоях после размыкания, что приводит к смещению напряжения втягивания (см. рис. 8). Во-вторых, инжекция носителей в диэлектрический слой может привести к залипанию: мембрана остается в нижнем положении даже после снятия управляющего напряжения и не перемещается при попытках управления. Проблема зарядки диэлектрика усугубляется тем, что время рекомбинации накопленного заряда очень велико – до нескольких дней.

Для того чтобы заряд в диэлектрике накапливался медленнее, для управления МЭМС используют биполярное напряжение (рис. 10, а). Это возможно, так как полярность управляющего смещения значения не имеет (см. рис. 7). Полярность меняется при каждом срабатывании, кроме того, после срабатывания переключателя

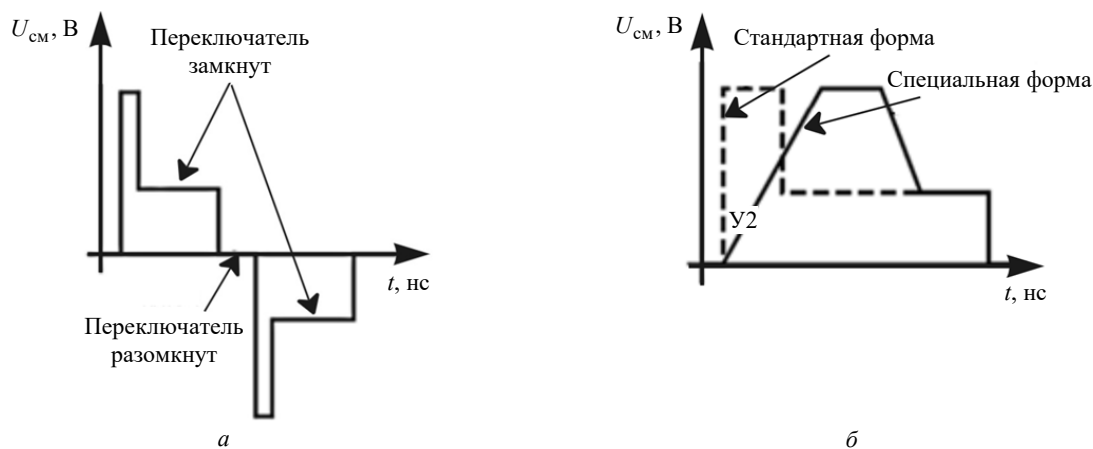


Рис. 10. Формы управляющего напряжения для минимизации процессов деградации: а – для МЭМС с емкостными контактами; б – для МЭМС с резистивными контактами [23]

Fig. 10. Control voltage shapes for minimizing degradation processes: а – for MEMS with capacitive contacts; б – for MEMS with resistive contacts [23]

чателя управляющее напряжение снижают с 30...90 В до 8...12 В. Это нужно, так как сильное поле при длительном воздействии увеличивает вероятность пробоя диэлектрика. Однако для предотвращения накопления заряда в диэлектрике биполярного управления недостаточно, так как механизмы инжекции и рассасывания заряда в случае положительной и отрицательной полярности не идентичны. Было предложено использовать более сложный управляющий сигнал, который предполагает постоянную быструю смену полярности напряжения, пока переключатель остается в замкнутом положении, но такое решение приводит к генерации НЧ-шумов в линии передачи [23].

Деградация резистивных МЭМС проявляется двумя негативными явлениями [23]: залипанием контактов ввиду эффекта микросварки при коммутации больших токов и деградацией контактного сопротивления ввиду коррозии и повреждения контактов из-за большой энергии удара при срабатывании ключа. Повышают надежность резистивных МЭМС за счет специальной формы управляющего смещения, снижающей энергию удара подвижной части переключателя о неподвижную (рис. 10, б).

Еще один механизм деградации МЭМС – миграция хрома. Этому явлению уделялось довольно мало внимания в литературе, тем не менее оно может быть причиной отказа ПК. Хром часто используется в качестве адгезивного материала между диэлектрическим слоем подложки и контактами МЭМС. При воздействии сильного поля может наблюдаться миграция металла в диэлектрик, образующая проводящие наноструктуры на его поверхности. Мелкие структуры появляются после $10^2...10^5$ рабочих циклов. Скорость миграции непостоянна, варьируется от образца к образцу и имеет тенденцию увеличиваться по мере эксплуатации. Этот эффект вызывает заедание и короткое замыкание переключателя, а как следствие, его выход из строя. Жизненный цикл устройства снижается до $10^3...10^6$ рабочих циклов. На данный момент его причины и особенности не до конца изучены, однако показано, что интенсивность миграции зависит от используемых материалов контактов и напряженности приложенного электростатического поля [26].

Способы улучшения параметров электростатических МЭМС. Для улучшения параметров переключателей и дополнительной минимизации деградационных эффектов используют различные конструктивные решения МЭМС. Рассмотрим некоторые из них.

Для борьбы с эффектом зарядки диэлектрика в емкостных МЭМС часто используется гребенчатый привод [27–30]. Эта структура (рис. 11) позволяет преодолеть проблему залипания переключателя благодаря наличию зубцов на подвижной и неподвижной частях МЭМС, расположенных строго параллельно друг другу. Благодаря этому исключается перемещение электродов перпендикулярно зубцам. Такая структура позволяет более плавно управлять емкостью устройства, которая пропорциональна количеству зубцов. Однако значение управляющего напряжения увеличивается [28].

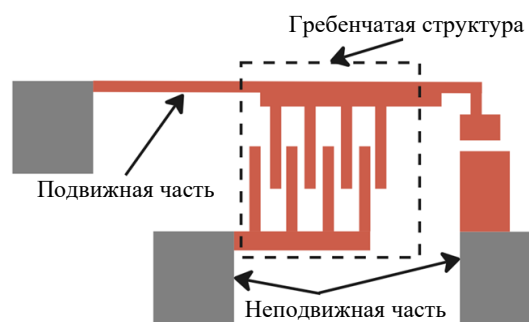


Рис. 11. Схематичное изображение гребенчатого привода МЭМС

Fig. 11. Schematic representation of a MEMS comb drive

Перфорация мембраны МЭМС позволяет повысить ее гибкость, т. е. подвижная часть имеет в этом случае больший прогиб. Также перфорация ускоряет удаление жертвенного слоя и способствует снятию остаточных напряжений. Использование змееобразной структуры для подключения перфорированной мембраны (рис. 12) позволяет отклонять ее при более низком напряжении смещения, так как змееобразная часть играет роль дополнительного пружинного элемента. Показано, что МЭМС-переключатель с перфорированной мембраной, змееобразным подключением и контактами из метаматериала демонстрирует снижение вносимых потерь и улучшение развязки, а также повышение устойчивости к залипанию [31].

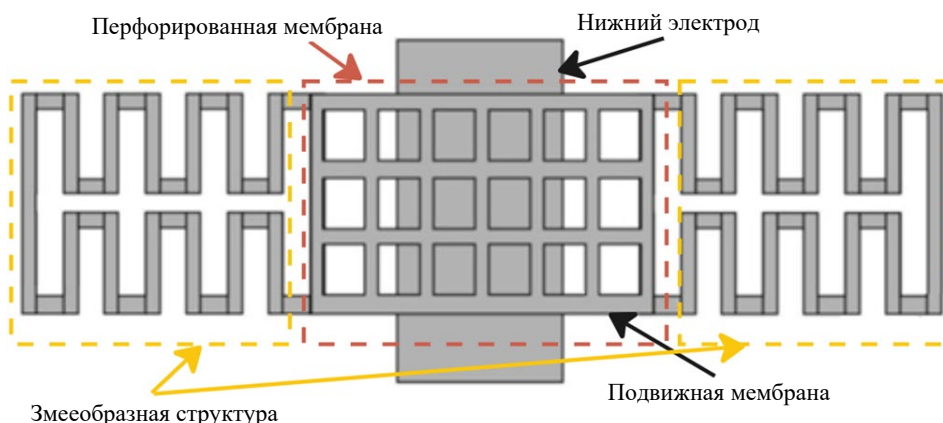


Рис. 12. Схематичное изображения МЭМС (вид сверху) с перфорированной мембраной и змееобразной структурой подключения мембраны [31]

Fig. 12. Schematic diagram of MEMS (top view) with perforated membrane and serpentine membrane connection structure [31]

Для переключателей емкостного типа важным параметром является отношение емкостей во включенном и выключенном состояниях. Чем больше это отношение, тем эффективнее работает переключатель. Многие конструктивные решения, встречающиеся в литературе, направлены на увеличение этого отношения. В классическом переключателе $\frac{C_{on}}{C_{off}} = \epsilon_{из} \frac{g}{d}$, где $\epsilon_{из}$ – диэлектрическая проницаемость слоя изолятора; g – высота воздушного зазора; d – толщина диэлектрика.

Отсюда видно, что отношением емкостей можно управлять, выбирая различные материалы диэлектрика, уменьшая его толщину или увеличивая воздушный зазор между подвижными и

неподвижными частями ПК. Также повышению отношения емкостей способствует совершенствование технологий: минимизация шероховатостей слоя диэлектрика позволяет мембране плотнее прилегать к нему. Однако более эффективным решением оказывается использование электрода с "плавающим" потенциалом [7].

В этом случае на диэлектрик наносится тонкий металлический слой. В выключенном состоянии он не имеет гальванической связи с внешними цепями, и его потенциал является плавающим, т. е. определяется электростатической индукцией (рис. 13, а). Эквивалентную схему такого МЭМС-переключателя можно представить как 2 последовательно включенных

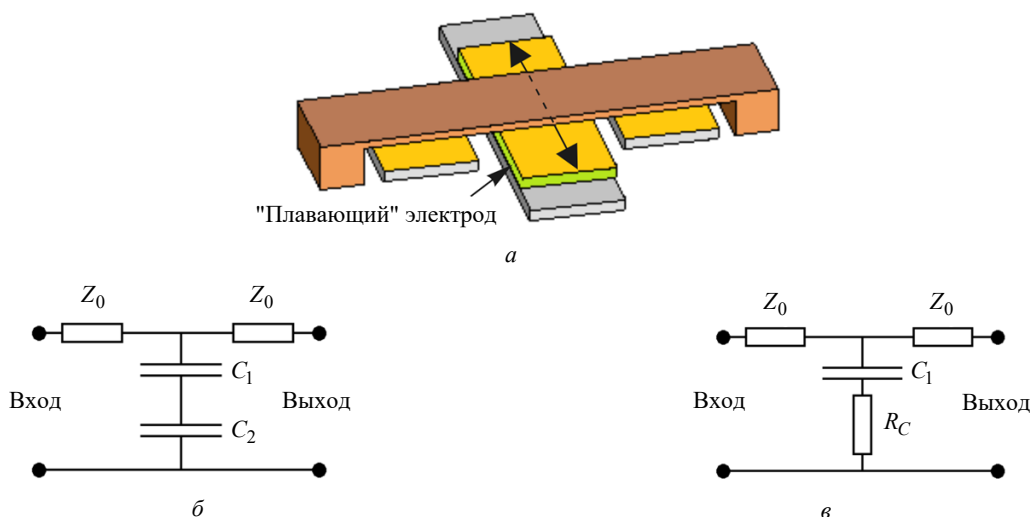


Рис. 13. МЭМС с "плавающим" электродом [7]: а – схематичное изображение структуры; б – эквивалентная схема разомкнутого переключателя; в – эквивалентная схема замкнутого переключателя

Fig. 13. MEMS with a "floating" electrode [7]: а – schematic representation of the structure; б – equivalent circuit of an open switch; в – equivalent circuit of a closed switch

конденсатора вместо одного (рис. 13, б). Первый конденсатор образуется электродом и мембраной с воздухом между обкладками, а второй – линией передачи и электродом с диэлектриком между обкладками. При замыкании происходит контакт "металл–металл" и один конденсатор заменяется сопротивлением (рис. 13, в), что позволяет получить отношение $C_{\text{off}}/C_{\text{on}}$ больше 4000. Такой переключатель не является емкостным в чистом виде. Строго говоря, получается гибрид емкостного и резистивного МЭМС-ПК [7].

Среди конструктивных решений еще можно отметить разработки, использующие удлиненный кантилевер с двумя или тремя опорными планками, позволяющие снизить управляющее напряжение, а также решение с увеличенным количеством контактных точек подвижной и неподвижной частей МЭМС-ПК, позволяющее повысить его надежность [32].

Достижимые параметры МЭМС-ПК. Несмотря на множество преимуществ, МЭМС-переключатели до сих пор не получили широкого распространения в гражданском секторе рынка. Это связано как с проблемами надежности МЭМС, так и со сложностями запуска крупносерийного массового производства при отсутствии которого стоимость устройства заметно возрастает [27, 34]. Рассмотрим основных производителей, представляющих линейки МЭМС-переключателей.

На протяжении более чем 20 лет инженеры и разработчики пытались создать МЭМС-переключатели сигналов, позволявшие достичь отличных показателей качества, будучи при этом пригодными для массового производства. Состав игроков на рынке устройств за это время претерпел множество изменений [33]. Сейчас на рынке лидируют две компании, сумевшие запустить массовое производство.

Analog Devices [33–35] одной из первых начала разработки и исследования в области МЭМС еще в 1990 г. В 1998 г. появились первые прототипы МЭМС-переключателей, а в 2011 г. инвестиции в эту отрасль были значительно увеличены, что позволило наладить серийный выпуск надежных и миниатюрных МЭМС-ПК. В 2016 г. была представлена революционная технология ADI, позволившая добиться уникальных результатов в достижимых параметрах МЭМС-ПК.

Переключатели, созданные по этой технологии, изготавливаются с помощью поверхностной микрообработки и корпусируются вместе с интегральной микросхемой драйвера, управляющего работой переключателя. Драйвер запитывается от низковольтного источника питания, а необходимое для управления высоковольтное напряжение формируется либо непосредственно в драйвере, либо поступает извне. Потребляемая мощность устройств не превосходит 10...20 мВт.

Технология переключателей *Analog Devices* подверглась комплексному набору квалификационных испытаний на механическую прочность и износостойкость. Достижимая надежность переключателей – 10 лет непрерывной работы при температуре 85 °С. Это лучший показатель в своем классе.

Достижимые значения FOM менее 8 фс, сопротивление во включенном состоянии может быть менее 2 Ом. Уровень интермодуляционных искажений третьего порядка IP3 до 75 дБм во всей рабочей полосе частот, верхний предел которой достигает почти 35 ГГц.

На данный момент в каталоге компании представлены переключатели SPDT и SP4T стоимостью до \$50 и размерами 5 × 4 мм.

Menlo Micro [33, 36–38] предлагает серийно выпускаемые переключатели на основе МЭМС для радиочастотных и мощных приложений. В *Menlo Micro* создан уникальный технологический процесс, основанный на использовании для контактов переключателя специальных металлических сплавов, подобных кремниевым структурам с проводимостью как у металлов. Нестандартные сплавы сохраняют очень высокую механическую прочность в течение длительного срока службы, но одновременно обладают высокой электропроводностью и низкими потерями. Используемые *Menlo Micro* технологии близки к стандартным КМОП-технологиям, вследствие чего МЭМС-ПК могут производиться в больших объемах. Процесс изготовления включает в себя технологию корпусирования, использующую вместо проволочных перемычек многочисленные металлизированные отверстия на поверхности стеклянных подложек. Эта технология, названная разработчиками технологией "идеального" ключа (*Ideal Switch*), существенно снижает размеры изготавливаемых

Табл. 2. Параметры некоторых устройств, выпускаемых компаниями Analog Devices и Menlo Micro [35, 37]

Tab. 2. Parameters of some devices manufactured by Analog Devices and Menlo Micro [35, 37]

Модель	Тип	D_f , ГГц	FOM, фс	IP3, дБм	Iso, дБ	IL, дБ	$P_{доп}$, Вт	$T_{п}$, мкс	Площадь, мм ²
Analog Devices									
ADGM1001	SPDT	0...34	< 8	65	21	1.4	2	200	20
ADGM1144	SP4T	0...18	< 8	73	18.5	0.5	2	200	20
Menlo Micro									
MM5600	DPDT	0...20	18	77	24	1.3	2	< 10	64
MM5130	SP4T	0...24	18	95	45	0.1...1	25	< 10	6.25
MM1200	SPSTx6	–	1.6...32	–	–	–	–	< 16	–

Примечание: D_f – диапазон рабочих частот; Iso – развязка; IL – вносимые потери; $P_{доп}$ – допустимая мощность;

$T_{п}$ – время переключения

изделий и потенциально расширяет диапазон рабочих частот до 60 ГГц. Следует также отметить, что компания изготавливает переключатели на кремнии или стекле, что обеспечивает им сверхвысокие характеристики с точки зрения изоляции и радиочастотных параметров.

Технология идеального ключа позволила компании существенно повысить переключаемую мощность своих устройств. На данный момент предлагаемые в линейке устройства могут выдерживать пиковую мощность до 200 Вт.

Кроме этого МЭМС-переключатели Menlo Micro имеют FOM около 20 фс, частотный диапазон до 26 ГГц, количество циклов переключения более 3 трлн. Устройства Menlo Micro обладают очень высокой линейностью. MM5130 с рекордным значением IP3 = 95 дБм обеспечивает улучшение линейности до 10 000 раз по сравнению с твердотельными и электромеханическими переключателями. Выпускаются переключатели SPST, SP4T, DPDT, DP3T. Для удобства разработчиков компания выпускает для своих устройств отладочные платы.

Конечная стоимость устройства не указывается, однако вице-президент отдела разработки Menlo Micro в интервью отметил, что при увеличении объема производства стоимость устройства будет в районе единиц долларов.

Итак, среди современных производителей лидирующие позиции занимают две компании, усовершенствовавшие разные параметры устройств до максимально достижимых значений (табл. 2).

Закключение. В статье рассмотрены МЭМС-переключатели сигналов. Описаны основные характеристики, технологии производства и корпусирования; испытания, необходимые для описания параметров конечных устройств; рассмотрены материалы, используемые для изготовления МЭМС-ПК. Несмотря на то, что изготовление структурных частей МЭМС-переключателей относительно недорого за счет схожести технологических процессов с хорошо отработанным КМОП-процессом, стоимость МЭМС-ПК пока значительно превышает стоимость изготовления транзисторных и $p-i-n$ -диодных переключателей. Наиболее дорогостоящими являются этапы корпусирования и испытаний. Описаны механизмы деградации, известные на данный момент, и способы борьбы с ними. Рассмотрены конструкционные решения, позволяющие улучшить показатели качества МЭМС-переключателей. Рассмотрены достижимые параметры МЭМС-переключателей, предлагаемые на данный момент производителями. Для большинства приложений использование МЭМС-ПК предпочтительнее, чем электромеханических реле, по ряду показателей. Замена твердотельных переключателей на МЭМС-ПК целесообразна тогда, когда определяющими показателями качества являются линейность и уровень FOM, а не габариты и скорость переключения. В любом случае следует ожидать дальнейшего активного развития рынка МЭМС-ПК и улучшения их характеристик.

Список литературы

1. A Review of Actuation and Sensing Mechanisms in MEMS-Based Sensor Devices / A. S. Algamili, M. H. M. Khir, J. O. Dennis et al. URL: <https://pmc.ncbi.nlm.nih.gov/articles/PMC7838232/> (дата обращения: 03.02.2026).

2. Гридчин А. Микроэлектромеханические реле: технология ближайшего будущего // Электронные компоненты. 2003. № 7. С. 38–40.

3. Rebeiz G. M., Muldavin J. B. RF MEMS switches and switch circuits // IEEE Microwave maga-

zine. 2001. Vol. 2, iss. 4. P. 59–71.

doi: 10.1109/6668.969936

4. Iannacci J. RF-MEMS technology for high-performance passives. Chapter 1. Bristol: IOP Publishing, 2022. 39 p.

5. The search for a reliable MEMS switch / G. M. Rebeiz, Ch. D. Patel, S. K. Han, C.-H. Ko, K. M. J. Ho // IEEE microwave magazine. 2013. Vol. 14, iss. 1. P. 57–67.

doi: 10.1109/MMM.2012.2226540

6. Кочемасов В., Майстренко А. СВЧ-переключатели на основе МЭМС // СВЧ-электроника. 2016. № 1. С. 36–42.

7. Расчет рабочих характеристик МЭМС-переключателя с увеличенным отношением емкостей / И. В. Уваров, Н. В. Марухин, П. С. Шлепаков, Ф. Лукичев // Микроэлектроника. 2020. Т. 49, № 4. С. 271–280. doi: 10.31857/S0544126920040110

8. Щаврук Н. В. Сравнение микроэлектромеханических переключателей для коммутации СВЧ-сигнала // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2013. Т. 13, № 1. С. 191–197.

9. Сокин А. Типы радиочастотных и СВЧ-переключателей // Электронные компоненты. 2015. № 8. С. 93–94.

10. Деградиционные процессы устройств микросистемной техники / М. С. Харламов, П. И. Дыдык, А. А. Жуков, В. П. Безмен // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2018. Т. 5, № 3. С. 87–96.

doi: 10.30894/issn2409-0239.2018.5.3.87.96

11. Analytical approach in the development of RF MEMS switches / I. E. Lysenko, A. V. Tkachenko, E. V. Sherova, A. V. Nikitin // Electronics. 2018. Vol. 7, № 12. Art. № 415.

doi: 10.3390/electronics7120415

12. Шурыгина В. В поисках стандартов МЭМС. Фермеры против ковбоев // Электроника: наука, технология, бизнес. 2013. № 3. С. 119–126.

13. Васильев А., Борисов Е. Производство МЭМС. Перспективы и решения // Электроника: наука, технология, бизнес. 2012. № 3. С. 60–65.

14. MEMS test equipment standardization: A path to efficiency and cost reduction. URL: <https://www.spea.com/en/news/the-future-of-mems-testing-lies-in-standardization/> (дата обращения: 16.11.2025)

15. Ebel J. L., Nyman D. J., Newman H. S. RF MEMS testing-beyond the S-parameters // IEEE Microwave Magazine. 2007. Vol. 8, iss. 6. P. 76–88.

doi: 10.1109/MMM.2007.907737

16. МЭМС-переключатели электростатического типа с низким напряжением срабатывания / И. В. Уваров, В. В. Наумов, О. М. Королева, Е. Ваганова // Тр. Физико-технологического института. 2017. Т. 26. С. 55–74.

17. Тимошенко С. П., Бойко А. Н., Калугин В. В. Особенности герметизации микроэлектромеханических приборов // Оборонный комплекс – научно-техническому прогрессу России. 2005. № 1. С. 24–28.

18. Анализ современных технологий объемного микропрофилирования кремния для производства чувствительных элементов датчиков и МЭМС / Л. В. Соколов, А. А. Жуков, Н. М. Парфенов, А. Е. Анууров // Нано-и микросистемная техника. 2014. № 10. С. 27–35.

19. Aharon O., Gal L., Nemirovsky Y. Hybrid RF-MEMS switches realized in SOI wafers by bulk micromachining // J. of microelectromechanical systems. 2010. Vol. 19, iss. 5. P. 1162–1174.

doi: 10.1109/JMEMS.2010.2067438

20. Шурыгина В. Радиочастотные МЭМС+КМОП. Отработанная технология, готовая к часу пик. Ч. 1, 2 // Электроника: наука, технология, бизнес. 2014. № 2, 3. С. 141–148, 149–174.

21. Конухов Н. В. Сравнительная характеристика материалов для ВЧ-МЭМС переключателей // Россия молодая: передовые технологии – в промышленность. 2021. № 1. С. 18–22.

doi: 10.25206/2310-4597-2021-1-18-22

22. Корляков А. В., Лагош А. В., Лучинин В. В. Микроэлектромеханический ключ для СВЧ-применения на основе пленок карбида кремния // Электронная техника. Сер. 1: СВЧ-техника. 2013. № 3. С. 80–85.

23. Лагош А. В., Корляков А. В. Механизмы деградации ВЧ МЭМС-ключей // Нано- и микросистемная техника. 2016. Т. 18, № 5. С. 316–331.

24. Видрицкий А. Э., Ланин В. Л. Вакуумноплотная герметизация микроболометров // Актуальные проблемы физики, электроники и энергетики. 2023. С. 91–96.

25. Технологии вакуумной герметизации МЭМС / С. П. Тимошенко, А. Н. Бойко, Б. М. Симонов, А. В. Заводян // Изв. вузов. Электроника. 2010. № 1 (81). С. 11–23.

26. Uvarov I. V. Migration of adhesive material in electrostatically actuated MEMS switch // Microelectronics Reliability. 2021. Vol. 125. Art. № 114372.

27. Lazarou P., Aspragathos N. A. Planar micromanipulation on microconveyor platforms: recent developments // Mechatronics and Manufacturing Engineering: Research and Development. Cambridge: Woodhead Publishing, 2012. P. 47–97.

28. Delijani F., Fard A. Improve the Reliability and Increased Lifetime of Comb Drive Structure in RF MEMS Switch // Fundamental Research in Electrical Engineering: The Selected Papers of The 1st Intern. Conf. on Fundamental Research in Electrical Engineering. Singapore: Springer, 2019. P. 473–482.

29. Bulk micromachined relay with lateral contact / Z. Li, D. Zang, T. Li, W. Wang, G. Wu // J. of Micromechanics and Microengineering. 2000. Vol. 10, № 3. Art. № 329.

doi: 10.1088/0960-1317/10/3/305

30. Cao T., Hu T., Zhao Y. Research status and development trend of MEMS switches: A review // Micromachines. 2020. Vol. 11, iss. 7. Art. № 694.

doi: 10.3390/mi11070694

31. Рентюк В. Новая концепция емкостного МЭМС-переключателя с контактами из метаматериала // СВЧ-Электроника. 2020. № 4. С. 20–27.

32. Kurmendra, Kumar R. A review on RF micro-electro-mechanical-systems (MEMS) switch for radio frequency applications // *Microsystem Technologies*. 2021. Vol. 27, № 7. P. 2525–2542.

doi: 10.1007/s00542-020-05025-y

33. 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.

34. Analog Devices Fundamentals of ADI Revolutionary MEMS Switch Technology. URL: <https://www.analog.com/en/signals/thought->

[leadership/fundamentals-adi-revolutionary-mems-switch-technology.html](https://www.analog.com/en/signals/thought-leadership/fundamentals-adi-revolutionary-mems-switch-technology.html) (дата обращения: 03.02.2026).

35. Analog Devices Parametric Search. URL: <https://www.analog.com/en/parametricsearch/11317/#/> (дата обращения: 06.07.2023).

36. EEWorld Online MEMS Power Relay for High-Power AC/DC Applications. URL: <https://www.eeworldonline.com/mems-power-relay-for-high-power-ac-dc-applications/> (дата обращения: 10.05.2025).

37. Menlo Micro RF Products. URL: <https://menlomicro.com/products/rf> (дата обращения: 10.05.2025).

38. Leitner J. RF MEMS Switch Performance in Extreme Environments // *Microwave J.* 2021. Vol. 64, № 12. P. 54–60.

Информация об авторах

Торина Елена Михайловна – кандидат технических наук (2016), 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 Ризавич – доктор физ.-мат. 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. Algamili A. S., Khir M. H. M., Dennis J. O. et al. A Review of Actuation and Sensing Mechanisms in MEMS-Based Sensor Devices. Available at: <https://pmc.ncbi.nlm.nih.gov/articles/PMC7838232/> (accessed: 03.02.2026).

2. Gridchin A. Microelectromechanical Relays: Technology of the Near Future. *Electronic Components*. 2003, no. 7, pp. 38–40. (In Russ.)

3. Rebeiz G. M., Muldavin J. B. RF MEMS Switches and Switch Circuits. *IEEE Microwave Magazine*. 2001, vol. 2, iss. 4, pp. 59–71.

doi: 10.1109/6668.969936

4. Iannacci J. RF-MEMS Technology for High-Performance Passives. Chapter 1. Bristol, IOP Publishing, 2022, 39 p.

5. Rebeiz G. M., Patel Ch. D., Han S. K., Ko C.-H., Ho K. M. J. The Search for a Reliable MEMS Switch. *IEEE*

Microwave Magazine. 2013, vol. 14, iss. 1, pp. 57–67.

doi: 10.1109/MMM.2012.2226540

6. Kochemasov V., Maistrenko A. Microwave Switches Based on MEMS. *Microwave Electronics*. 2016, no. 1, pp. 36–42. (In Russ.)

7. Uvarov I. V., Marukhin N. V., Shlepakov P. S., Lukichev F. Calculation of Operational Characteristics of MEMS Switch with Increased Capacitance Ratio. *Microelectronics*. 2020, vol. 49, no. 4, pp. 271–280. (In Russ.)

8. Shchavruk N. V. Comparison of Microelectromechanical Switches for Microwave Signal Switching. *Fundamental Problems of Radioelectronic Instrument Engineering*. 2013, vol. 13, no. 1, pp. 191–197. (In Russ.)

9. Sokin A. Types of Radio- and Extra-high Frequency Switches. *Electronic Components*. 2015, vol. 8, pp. 93–94. (In Russ.)

10. Kharlamov M. S., Didyk P. I., Zhukov A. A.,

Bezmen V. P. Degradation Processes in Microsystem Devices. Rocket-Space Device Engineering and Information Systems. 2018, vol. 5, no. 3, pp. 87–96. (In Russ.)

doi: 10.30894/issn2409-0239.2018.5.3.87.96

11. Lysenko I. E., Tkachenko A. V., Sherova E. V., Nikitin A. V. Analytical Approach in the Development of RF MEMS Switches. Electronics. 2018, vol. 7, no. 12, art. no. 415.

doi: 10.3390/electronics7120415

12. Shurygina V. In Search of Mems Standards. Farmers and Cowboys. Electronics: Science, Technology, Business. 2013, vol. 3, pp. 119–126. (In Russ.)

13. Vasiliev A., Borisov E. MEMS Production. Future Directions and Solutions. Electronics: Science, Technology, Business. 2012, vol. 3, pp. 60–65. (In Russ.)

14. MEMS test equipment standardization: A path to efficiency and cost reduction. Available at: <https://www.spea.com/en/news/the-future-of-mems-testing-lies-in-standardization/> (accessed: 16.11.2025)

15. Ebel J. L., Hyman D. J., Newman H. S. RF MEMS Testing-Beyond the S-Parameters. IEEE Microwave Magazine. 2007, vol. 8, iss. 6, pp. 76–88.

doi: 10.1109/MMM.2007.907737

16. Uvarov I. V., Naumov V. V., Koroleva O. M., Vaganova E. Electrostatically Actuated MEMS Switches with Low Actuation Voltage. Proc. of the Physical-Technological Institute. 2017, vol. 26, pp. 55–74. (In Russ.)

17. Timoshenkov S. P., Boyko A. N., Kalugin V. V. Features of Hermetic Sealing of Micromechanical Devices. Defense Complex – Scientific and Technical Progress of Russia. 2005, no. 1, pp. 24–28. (In Russ.)

18. Sokolov L. V., Zhukov A. A., Parfenov N. M., Anurov A. E. Analysis of Modern Technologies Surround Microproteinuria Silicon for the Production of Sensitive Elements of Sensor and MEMS. Nano- and Microsystems Technology. 2014, vol. 10, pp. 27–35. (In Russ.)

19. Aharon O., Gal L., Nemirovsky Y. Hybrid RF-MEMS Switches Realized in SOI Wafers by Bulk Micromachining. J. of Microelectromechanical Systems. 2010, vol. 19, iss. 5, pp. 1162–1174.

doi: 10.1109/JMEMS.2010.2067438

20. Shurygina V. Radiofrequency MEMS + CMOS. Matured Technology Ready for the Peak Hour. Electronics: Science, Technology, Business. 2014, no. 2–3, pp. 141–148, 149–174. (In Russ.)

21. Konukhov N. V. Comparative Characteristics for RF MEMS Switches. Young Russia: Advanced Technologies in Industry. 2021, vol. 1, pp. 18–22. (In Russ.)

22. Korlyakov A. V., Lagosh A. V., Luchinin V. V. Microelectromechanical Switch for Microwave Applications Based on Silicon Carbide Films. Electronic Engineering. Ser. 1: Microwave Engineering. 2013, no. 3, pp. 80–85. (In Russ.)

23. Lagosh A. V., Korlyakov, A. V. Degradation Mechanisms of RF MEMS Switches. Nano- and Microsystem Technology. 2016, vol. 18, no. 5, pp. 316–331. (In Russ.)

24. Vidritsky A. E., Lanin V. L. Vacuum-Tight Sealing of Microbolometers. 2023, pp. 91–96. (In Russ.)

25. Timoshenkov S. P., Boyko A. N., Simonov B. M., Zavodyan A. V. Technologies of Vacuum Hermetic Sealing of MEMS: Review. News of Higher Educational Institutions. Electronics. 2010, no. 1 (81), pp. 11–23. (In Russ.)

26. Uvarov I. V. Migration of Adhesive Material in Electrostatically Actuated MEMS Switch. Microelectronics Reliability. 2021, vol. 125, art. no. 114372.

27. Lazarou P., Aspragathos N. A. Planar Micromanipulation on Microconveyor Platforms: Recent Developments. Mechatronics and Manufacturing Engineering: Research and Development. Cambridge, Woodhead Publishing, 2012, pp. 47–97.

28. Delijani F., Fard A. Improve the Reliability and Increased Lifetime of Comb Drive Structure in RF MEMS Switch. Fundamental Research in Electrical Engineering: The Selected Papers of The 1st Intern. Conf. on Fundamental Research in Electrical Engineering. Singapore, Springer, 2019, pp. 473–482.

29. Li Z., Zang D., Li T., Wang W., Wu G. Bulk Micromachined Relay with Lateral Contact. J. of Micromechanics and Microengineering. 2000, vol. 10, no. 3, art. no. 329.

doi: 10.1088/0960-1317/10/3/305

30. Cao T., Hu T., Zhao Y. Research Status and Development Trend of MEMS Switches: A Review. Micromachines. 2020, vol. 11, iss. 7, art. no. 694.

doi: 10.3390/mi11070694

31. Rentyuk V. New Concept of Capacitive MEMS Switch with Metamaterial Contacts. Microwave Electronics. 2020, no. 4, pp. 20–27. (In Russ.)

32. Kurmendra, Kumar R. A Review on RF Microelectro-Mechanical-Systems (MEMS) Switch for Radio Frequency Applications. Microsystem Technologies. 2021, vol. 27, no. 7, pp. 2525–2542.

doi: 10.1007/s00542-020-05025-y

33. 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.)

34. Analog Devices Fundamentals of ADI Revolutionary MEMS Switch Technology. Available at: <https://www.analog.com/en/signals/thought-leadership/fundamentals-adi-revolutionary-mems-switch-technology.html> (accessed: 03.02.2026).

35. Analog Devices Parametric Search. Available at: <https://www.analog.com/en/parametricsearch/11317#/> (accessed: 06.06.2023).

36. EEWorld Online MEMS Power Relay for High-Power AC/DC Applications. Available at: <https://www.eeworldonline.com/mems-power-relay-for-high-power-ac-dc-applications/> (accessed: 10.05.2025).

37. Menlo Micro RF Products. Available at: <https://menlomicro.com/products/rf> (accessed: 10.05.2025).

38. Leitner J. RF MEMS Switch Performance in Extreme Environments. Microwave J. 2021, vol. 64, no. 12, pp. 54–60.

Information about the authors

Elena M. Torina, Cand. Sci. (Eng.) (2016), 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: arsaafin@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6507-6573>

Печатная 8-лучевая фазированная антенная решетка на основе матрицы Батлера с модифицированными фазовращателями и излучателями дипольного вида с концевым питанием

С. А. Алексейцев, А. П. Горбачев, Ю. Н. Паршин✉

Новосибирский государственный технический университет, Новосибирск, Россия

✉ jurpamk@mail.ru

Аннотация

Введение. Представлены сравнительные результаты электродинамического моделирования и натурных измерений в безэховой камере опытного образца печатной 8-лучевой фазированной антенной решетке на основе матрицы Батлера. Приведена математическая модель модифицированного дифференциального фазовращателя, защищенного патентом Российской Федерации и характеризующегося наибольшей на сегодняшний день широкополосностью. Предложена и охарактеризована топология инновационного излучателя дипольного вида с концевым питанием.

Цель работы. Проектирование на основе системного подхода 8-лучевой антенной решетки, моделирование ее основных электродинамических характеристик и сравнение с результатами натурных экспериментов.

Материалы и методы. В качестве методов для проектирования электродинамических моделей элементов и узлов диаграммообразующей схемы, а также излучателя используются метод наводимых электродвижущих сил, математические основы проектирования микрополосковой техники, процедуры электродинамического моделирования элементов и узлов микроволновой техники и СВЧ-устройств. В качестве материалов служит отечественный диэлектрический материал ФАФ-4Д с относительной диэлектрической проницаемостью 2.5.

Результаты. Экспериментально получены характеристики согласования и направленности 8-лучевой антенной решетки, и осуществлено их сравнение с результатами полноволнового электродинамического моделирования. В результате в полосе частот 2.02...2.37 ГГц наблюдается приемлемое совпадение измеренных и смоделированных результатов по положениям лучей, интенсивностям кроссполяризации, коэффициентам отражения и развязке между входами матрицы Батлера – не хуже –15 дБ.

Заключение. Проектирование и финальная доработка фазированных антенных решеток с улучшенными электродинамическими характеристиками при учете отечественных конструкторско-технологических норм и требований позволит создать предпосылки для качественного увеличения тактико-технических показателей приемопередающих устройств в целом, а также системно отработать процедуры синтеза таких решеток и их отдельных узлов.

Ключевые слова: фазированная решетка, многолучевой режим работы, матрица Батлера, диаграмма направленности, коэффициент отражения, кроссполяризация, технология печатных плат

Для цитирования: Алексейцев С. А., Горбачев А. П., Паршин Ю. Н. Печатная 8-лучевая фазированная антенная решетка на основе матрицы Батлера с модифицированными фазовращателями и излучателями дипольного вида с концевым питанием // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 1. С. 30–39. doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-30-39

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 24-29-20048 (<https://rscf.ru/project/24-29-20048/>), а также при финансовой поддержке Правительства Новосибирской области, соглашение № р-77.

Статья поступила в редакцию 07.06.2025; принята к публикации после рецензирования 16.09.2025; опубликована онлайн 27.02.2026



Printed Butler Matrix Based Eight-Beam Phased Array with Modified Phasers and End-Fed Dipole-Like Radiators

Sergey A. Alekseytsev, Anatoly P. Gorbachev, Yuriy N. Parshin✉

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

✉ jurparmik@mail.ru

Abstract

Introduction. This paper presents comparative results of electrodynamic modeling and field measurements in an anechoic chamber of a prototype of a printed eight-beam phased antenna array based on the Butler matrix. A mathematical model of a modified differential phase shifter protected by a patent of the Russian Federation and characterized by the highest broadband to date is presented. The topology of an innovative dipole-type radiator with end feeding is proposed and characterized.

Aim. To design an eight-beam antenna array based on a systems approach, to model its main electrodynamic characteristics, and to compare them with the results of full-scale experiments.

Materials and methods. Electrodynamic models of elements and units of the diagram-forming circuit, as well as the emitter, were designed using the method of induced electromotive forces, mathematical foundations of designing microstrip technologies, procedures for electrodynamic modeling of elements and units of microwave technology and microwave devices. The FAF-4D domestic dielectric material with a relative permittivity of 2.5 was used.

Results. The characteristics of the matching and directivity of the eight-beam antenna array were obtained followed by their comparison with the results of full-wave electrodynamic modeling. As a result, in the frequency band of 2.02...2.37 GHz, an acceptable coincidence of the measured and modeled results is observed for the positions of the beams, cross-polarization intensities, reflection coefficients, and decoupling between the Butler matrix inputs of no worse than 15 dB.

Conclusion. The design and final refinement of phased antenna arrays with improved electrodynamic characteristics, taking domestic design and technological standards into account, will form a basis for a qualitative increase in the tactical and technical performance of transceiver devices as a whole, allowing procedures for synthesizing such arrays and their individual units to be developed.

Keywords: phased array, multi-beam mode, Butler matrix, radiation pattern, reflection coefficient, crosspolarization, printed circuit board technology

For citation: Alekseytsev S. A., Gorbachev A. P., Parshin Yu. N. Printed Butler Matrix Based Eight-Beam Phased Array with Modified Phasers and End-Fed Dipole-Like Radiators. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 1, pp. 30–39.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-30-39

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

Source of funding. The study was supported by the grant of the Russian Science Foundation No. 24-29-20048 (<https://rscf.ru/project/24-29-20048/>), as well as with the financial support of the Government of the Novosibirsk Region, agreement No. p-77.

Submitted 07.06.2025; accepted 16.09.2025; published online 27.02.2026

Введение. Многолучевые фазированные решетки на основе матрицы Батлера являются неотъемлемой частью многих современных проектов микроволновой связи [1–3]. Все эти решетки начинаются с пионерских работ [4, 5]. Впоследствии были созданы матрицы Батлера [6–8], которые подходят для питания 8-лучевых решеток. Видное место среди них занимают печатные решетки, когда в качестве ключевого из-

лучающего компонента используется ординарный центрально-питаемый диполь (ДЦП) [9, 10] вместе с соответствующим симметрирующим устройством (balance unit – balun). Все эти фазированные решетки являются удачными решениями с точки зрения диаграмм направленности, рабочей полосы частот, линейности поляризации, малых входных коэффициентов отражения, приемлемых массы и стоимости и т. д.

Печатная 8-лучевая фазированная антенная решетка на основе матрицы Батлера

с модифицированными фазовращателями и излучателями дипольного вида с концевым питанием

Printed Butler Matrix Based Eight-Beam Phased Array with Modified Phasers and End-Fed Dipole-Like Radiators

Классические печатные решетки на основе диполей требуют подачи напряжений/токов на входные клеммы ДЦП, расположенные близко друг к другу на диэлектрической подложке. Это вызывает сгущение подводящих полосковых/микростриповых линий в центре подложки, увеличивает плотность трассировки, ведет к потерям в проводниках и диэлектриках, а также сказывается на возрастании входного коэффициента отражения и снижении усиления и линейности поляризации излучения в направлении главного лепестка.

В [11] представлен инновационный диполь с концевым питанием (ДКП), улучшающий свойства излучения антенн [12, 13]. Его реализация на печатной плате позволяет выпрямить подводящие полосковые линии и использовать различные делители мощности.

В данной статье предлагается 8-лучевая фазированная решетка на основе матрицы Батлера с дифференциальными фазовращателями [14] и модифицированными излучателями с концевым питанием [15]. Фазовращатель работает в максимально широкой на сегодняшний день полосе частот, улучшая качество излучения как в одно-, так и в двухдиапазонном режиме. Модифицированный ДКП повышает усиление каждого луча.

Материалы и методы. Проектирование дифференциального фазовращателя. В отличие от ординарного фазовращателя Шиффмана [16] (рис. 1, а) описываемый фазовращатель характеризуется непосредственным соединением короткой перемычкой выходов вторичной связанной линии классического направленного ответвителя с квадратурной связью (рис. 1, б). Это позволяет существенно изменить поведение вносимой фазочастотной характеристики такого фазовращателя [14], что приводит к максимально широкой полосе частот формирова-

ния дифференциального фазового сдвига среди всех фазовращателей, включая работу [17]. При практической реализации описанного фазовращателя (рис. 1, б) необходимо сначала разместить связанные линии ответвителя на разных сторонах тонкой диэлектрической пленки. Затем эти линии следует свернуть в вытянутое прямоугольное кольцо [14]. В результате, в отличие от фазовращателя [16], реализация такого фазовращателя на печатной плате не будет содержать никаких металлизированных переходных отверстий через диэлектрическую пленку вблизи связанных линий. Это обстоятельство во многих случаях рассматривается как существенное преимущество при последующей компоновке, связанной с внутренним содержанием матрицы Батлера.

Поскольку в ранее опубликованной работе [14] отсутствовал подробный расчет передаточной функции, связанной с фазовращателем, изображенным на рис. 1, б, целесообразно представить его в более компактной и наглядной форме.

Рассмотрим классический направленный ответвитель без потерь с обозначениями плеч 1', 2', 3', 4' (рис. 1, б, розовая окраска), имеющий матрицу рассеяния [18]:

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & 0 & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{14} & 0 \\ 0 & S_{14} & 0 & S_{12} \\ S_{14} & 0 & S_{12} & 0 \end{bmatrix},$$

где $S_{12} = jk \sin \theta / (\sqrt{1-k^2} \cos \theta + j \sin \theta)$; $S_{14} = \sqrt{1-k^2} / (\sqrt{1-k^2} \cos \theta + j \sin \theta)$; $k = \sqrt{\frac{Z_{0e} + Z_0}{Z_{0e} - Z_0}}$ – коэффициент связи; Z_{0e} – четное волновое сопротивление связанного участка линии;

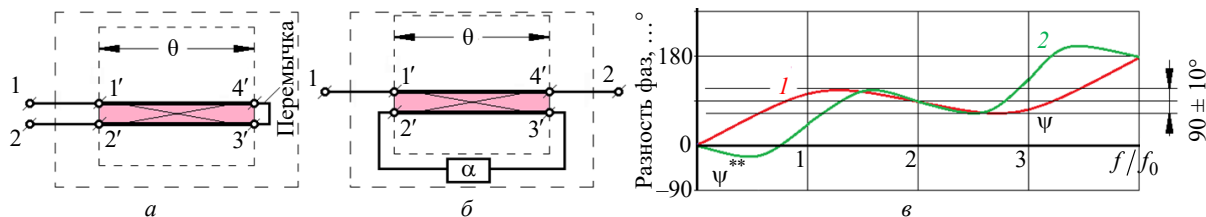


Рис. 1. Схемы фазовращателей и зависимости их разности фаз от частоты: а – фазовращатель Шиффмана; б – модифицированный дифференциальный фазовращатель; в – фазочастотная характеристика

Fig. 1. Phase shifter circuits and dependence of their phase difference on frequency: а – Schiffman phase shifter; б – modified differential phase shifter; в – phase-frequency characteristic

$Z_0 = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}$ – сопротивление источника/нагрузки, относящееся к подводящим полосковым линиям (Z_{0o} – нечетное волновое сопротивление связанного участка линии); $\theta = (\pi/2)(f/f_0)$ – электрическая длина сегмента связанной линии (рис. 1, б, розовая окраска); f – текущая частота в рабочей полосе частот; f_0 – центральная/опорная частота, на которой $\theta = \pi/2$.

Далее, потребуем обязательного соединения плеч 2' и 3' обычной согласованной линией передачи (т. е. ее волновое сопротивление равно Z_0) с электрической длиной $\alpha \ll \theta$ (т. е. направленный ответвитель сложен в вытянутое узкое кольцо). Применяя методику, описанную в [19], можно найти матрицу рассеяния фазовращателя $[Q]$ для нумерации плеч 1 и 2 (рис. 1, б):

$$[Q] = [S_{pp}] + [S_{pc}]([F] - [S_{cc}])^{-1}[S_{cp}],$$

$$\text{где } [S_{pp}] = \begin{bmatrix} 0 & S_{14} \\ S_{14} & 0 \end{bmatrix}; [F] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}; [S_{pc}] =$$

$$= [S_{cp}] = \begin{bmatrix} S_{12} \exp(-j\alpha/2) & 0 \\ 0 & S_{12} \exp(-j\alpha/2) \end{bmatrix};$$

$$[S_{cc}] = \begin{bmatrix} 0 & S_{14} \exp(-j\alpha) \\ S_{14} \exp(-j\alpha) & 0 \end{bmatrix}.$$

Подставляя эти матрицы в матричное уравнение для $[Q]$, можно записать результат следующим образом:

$$[Q] = \begin{bmatrix} 0 & Q_{12} \\ Q_{21} & 0 \end{bmatrix};$$

$$Q_{12} = Q_{21} = S_{14} + \frac{S_{12}^2 \exp(-j\alpha)}{1 - S_{14} \exp(-j\alpha)}.$$

После этого можно изобразить разность фаз ψ между угловой функцией $q_{12} = \text{tg}^{-1}[\text{Re}(Q_{12})/\text{Im}(Q_{12})]$ (другими словами, q_{12} обозначает фазовый сдвиг в канале матрицы Батлера, содержащем фазовращатель) и задержкой фазы φ_{ref} , внесенной в другой канал матрицы Батлера опорной линией с электрической длиной 270° на частоте $f = 2f_0$, т. е. $\varphi_{\text{ref}}(f = 2f_0) = -270^\circ$. Например, рис. 1, в ча-

стично воспроизводит график из [14, рис. 3, красная окраска] для описанного фазовращателя, где $k = 0.885$ и $\alpha \approx 0$ (т. е. вытянутое прямоугольное кольцо фазовращателя в соответствии с рис. 3 из [14] весьма тонкое). Видно, что кривая $\psi = q_{12} - \varphi_{\text{ref}}$ похожа на часть равнопультсирующего полинома в полосе частот $f = [0.6f_0 \dots 3.4f_0]$ с номинальной разностью фаз $\psi_{\text{ном}} = 90^\circ$ и пульсацией $\Delta\psi \approx \pm 10^\circ$. Для полноты и сравнения на рис. 1, в также представлена кривая ψ^{**} (зеленая окраска), относящаяся к фазовращателю, предложенному в [17].

Забегая вперед, отметим, что значения $\psi_{\text{ном}}$ и $\Delta\psi$ выбраны из [14, 20] исходя из расчетных требований, относящихся ко всей фазированной решетке.

Проектирование модифицированного многоэлементного излучателя дипольного вида с концевым питанием. Названный излучатель был запатентован ранее в [11] и затем модифицирован в [15]. Модификация заключалась в параллельном соединении нескольких идентичных ДКП. Благодаря этому удалось увеличить общий коэффициент усиления модифицированного многоэлементного ДКП (МДКП). После этого была проведена нелинейная параметрическая оптимизация МДКП в [21]. При этом МДКП был реализован на российском диэлектрическом материале "ФАФ-4Д" (относительная диэлектрическая проницаемость 2.5; $\text{tg } \delta = 0.005$ на частоте 10 ГГц), изначально покрытом медной фольгой с обеих сторон (рис. 2). Оптимизированные геометрические параметры МДКП были воспроизведены позднее в [22] с его характеристиками излучения, которые показали приемлемое соответствие между полноволновым 3D-моделированием [23] и измерениями.

Проектирование фазированной антенной решетки. Описанные выше компоненты были использованы для реализации 8-лучевой фазированной решетки на основе матрицы Батлера. Подробное описание процесса такого синтеза было представлено в [21]. Прокомментируем основные этапы процедуры синтеза с соответствующими иллюстрациями и дополнениями.

Прежде всего полезно представить общий вид макета антенны (рис. 3). Устройство пред-

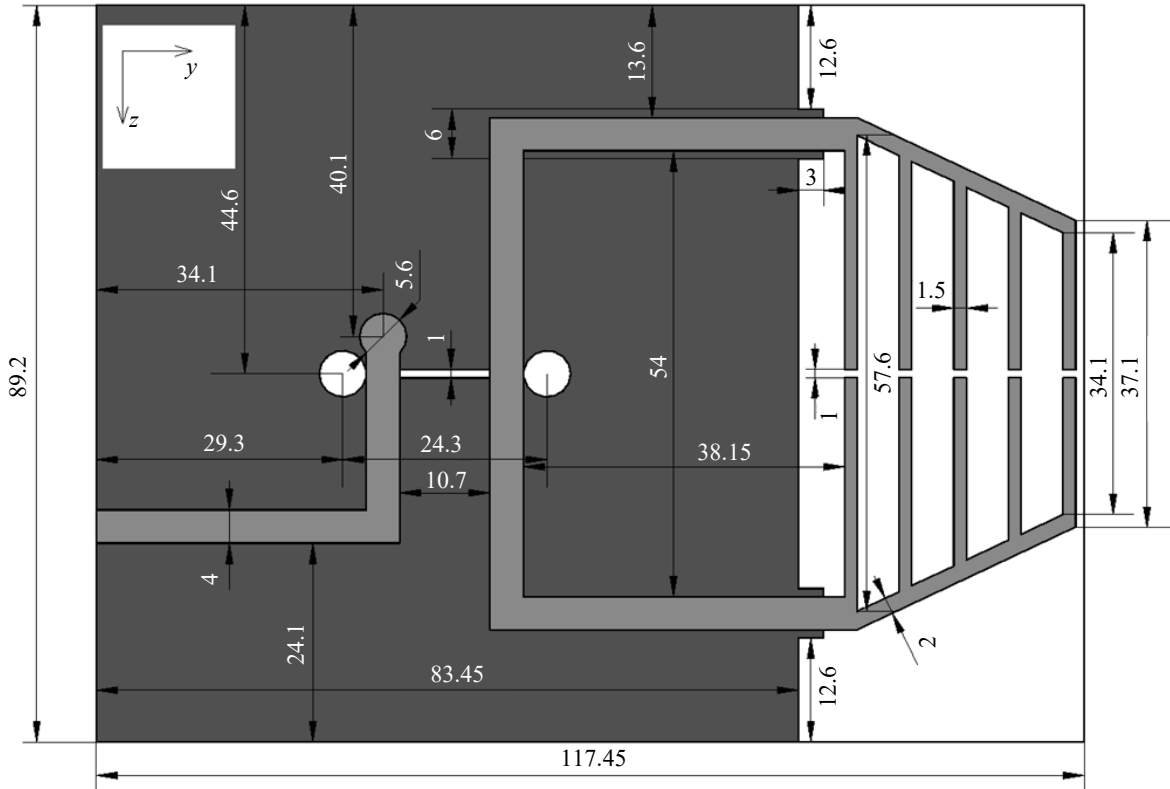


Рис. 2. Топология излучателя: светло-серая окраска – верхний слой; темно-серая – заземленный нижний металлический слой
 Fig. 2. Radiator topology: light gray paint – top layer; dark gray – grounded lower metal layer

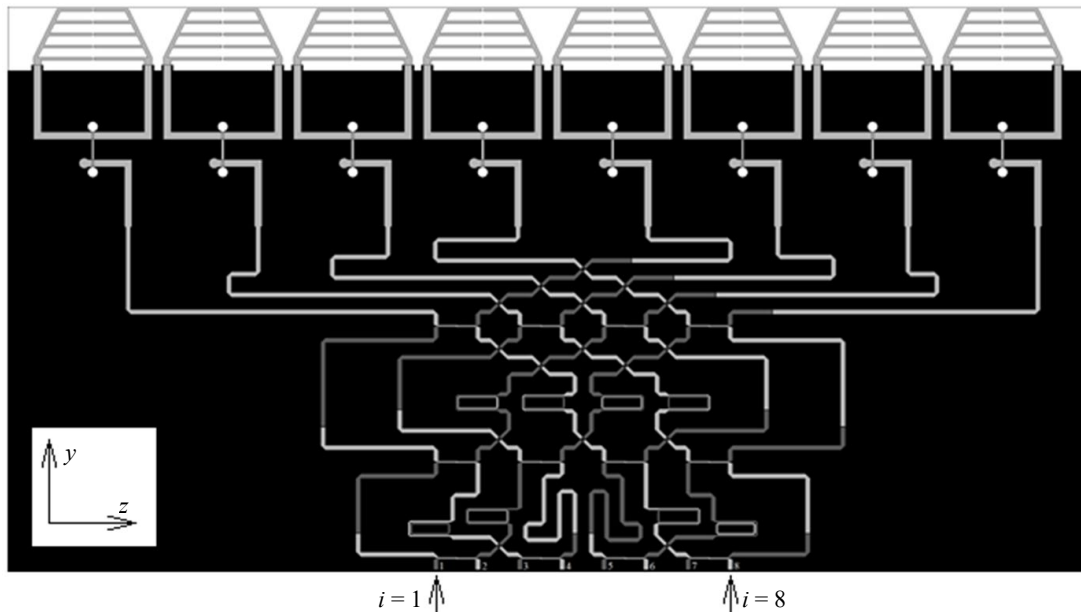


Рис. 3. Комбинированная топология 8-лучевой решетки
 Fig. 3. Combined eight-beam array topology

ставляет собой сэндвич из трех плат "ФАФ-4Д", где между двумя листами металлизированного диэлектрика ($h = 1.5$ мм) заключена диэлектрическая пленка ($h = 0.3$ мм) с токопроводящим рисунком, выполненным методом

травления медной фольги с пробельных мест, при этом толщина фольги $t_f = 0.035$ мм.

Диэлектрическая пленка (рис. 4, а) содержит: верхнюю часть матрицы Батлера вместе с излучающей верхней частью МДКП (рис. 2); ниж-

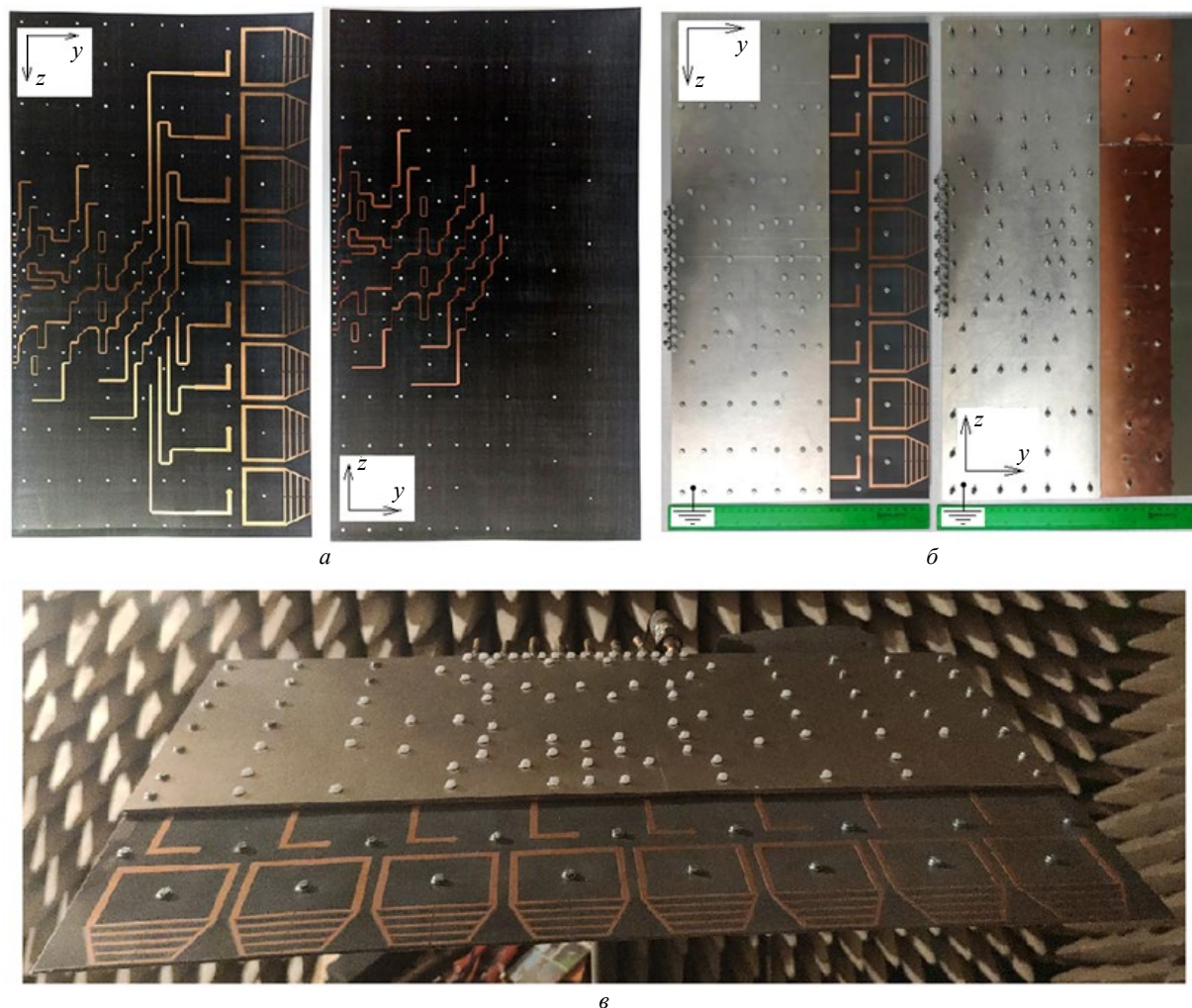


Рис. 4. Фотографии: *а* – металлические слои на тонкой пленке; *б* – обе стороны изготовленной решетки; *в* – изготовленная решетка внутри безэховой камеры

Fig. 4. Photos: *a* – metal layers on a thin film; *b* – both sides of the manufactured grating; *c* – manufactured grating inside an anechoic chamber

нюю часть матрицы. На нижней стороне первой толстой диэлектрической подложки ($h = 1.5$ мм) расположены заземленные фрагменты (рис. 2) всех восьми излучателей. Именно в этом слое лежат гантельные пазы и прямоугольные пьедесталы. Кроме того, металлизация с внутренних сторон наружных диэлектриков отсутствует. Она полностью удаляется травлением.

На следующем этапе после сборки всей ФАР с чередованием слоев получается сэндвич (рис. 4, б). Для этого используются 2 плоских заземленных металлических листа. Размеры ФАР составляют $550 \times 185 \times 13.3$ мм. При сборке использовались как стандартные металлические винты, так и пластиковые винты вблизи краев внутренних полосковых линий внутри матрицы Батлера.

Результаты. Измерения фазированной антенной решетки. Измерения антенн проводились стандартными методами внутри безэховой камеры (рис. 4, в). В ходе измерений использовались вращающееся крепление (пьедестал), стандартный передающий пирамидальный рупор, аналоговый генератор сигналов E8257D PSG и анализатор цепей Agilent N5241A (PNA-X). На рис. 5 показаны результаты моделирования и измерений, относящиеся к входным отражениям каждого луча. На рис. 6 представлены смоделированные и измеренные диаграммы направленности для поперечного сечения в плоскости вектора электрического поля E . Уровень развязки между входами матрицы, полученный в результате моделирования и подтвержденный в ходе реальных измерений, оказался не хуже -15 дБ в полосе частот $2.02 \dots 2.37$ ГГц.

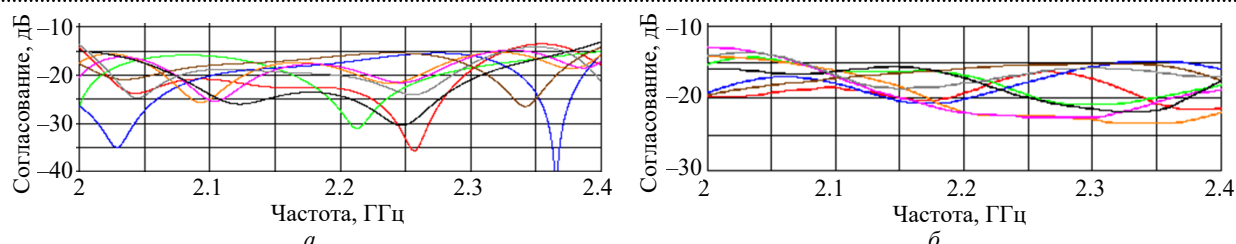


Рис. 5. Результаты моделирования и измерений для каждого входного порта: *a* – моделирование; *б* – эксперимент
 Fig. 5. Modeling and measurement results for each input port: *a* – modeling; *б* – experiment

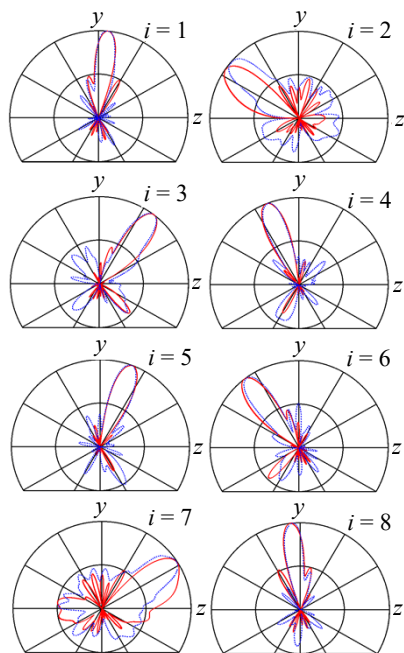


Рис. 6. Все лучи ДН: красные кривые – смоделированные; синие – измеренные

Fig. 6. All beams of the array pattern: red curves – modeled; blue – measured

Экспериментальные диаграммы направленности в плоскости вектора магнитного поля \mathbf{H} имеют форму, похожую на кардиоиду из-за наличия массивного металлического экрана, образованного двумя наружными пластинами. Все минимумы кардиоид лежат в нижней полусфере ($y < 0$). Кроме того, измеренные и смоделированные интенсивности кросс-поляризации также находились в приемлемом согласии. Они были зафиксированы ниже максимума главного лепестка диаграммы направленности на -15 дБ в плоскости \mathbf{E} и на -17 дБ в соответствующих плоскостях \mathbf{H} , наклоненных к оси y и проходящих через ось лучей.

Закключение. Описана 8-лучевая фазированная решетка на основе матрицы Батлера. Этот проект важен для региональной системы микроволновой связи. Многие другие особенности и более подробные технологические аспекты, связанные с этим проектом, можно найти в [24, 25].

Список литературы

1. Handbook of Antenna Technologies. Singapore: Springer, 2016. 3473 p.
2. Butler matrix based beamforming networks for phased array antenna systems: a comprehensive review and future directions for 5G applications / A. K. Vallappil, M. K. A. Rahim, B. A. Khawaja, N. A. Murad, M. G. Mustapha // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 3970–3987. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3047696
3. Orthogonal versus zero-forced beamforming in multibeam antenna systems: review and challenges for future wireless networks / Y. Aslan, A. Roederer, N. J. G. Fonseca, P. Angeletti, and A. Yarovoy // IEEE J. of Microwaves. 2021. Vol. 1, № 4. P. 879–901. doi: 10.1109/JMW.2021.3109244
4. Butler J., Lowe R. Beam forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas // Electronic Design. 1961. Vol. 9. P. 170–173.
5. Pat. U.S. 3 255 450. Multiple beam antenna system employing multiple directional couplers in the leadin / J. L. Butler. Publ. 07.06.1966.
6. Wincza K., Gruszczynski S. Broadband integrated 8×8 Butler matrix utilizing quadrature couplers and Schiffman phase shifters for multibeam antennas with broadside beam // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2016. Vol. 64, № 8. P. 2596–2604. doi: 10.1109/TMTT.2016.2582877
7. Dual-function radar-communication system design via sidelobe manipulation based on FDA Butler matrix / S. Y. Nusenu, S. Huaizong, P. Ye, W. Xuehan, A. Basit // IEEE Antennas Wireless Propag. Let. 2019. Vol. 18, № 3. P. 452–456. doi: 10.1109/LAWP.2019.2894015
8. Nasser H., Bemani M., Ghaffarlou A. A new method for arbitrary amplitude distribution generation in 4×8 Butler matrix // IEEE Microwave and Wireless Components Let. 2020. Vol. 30, № 3. P. 249–252. doi: 10.1109/LMWC.2020.2966929
9. Jenn D. C., Chua E.-H. Two-port hybrid ring dipole with simultaneous sum and difference element patterns // Electronics Let. 2003. Vol. 39, № 12. P. 892–894. doi: 10.1049/el:20030584
10. Alhalabi R. A., Rebeiz G. M. Differentially-fed millimeter-wave Yagi-Uda antennas with folded dipole

feed // IEEE Trans. Antennas. Propag. 2010. Vol. 58, № 3. P. 966–969.

doi: 10.1109/TAP.2009.2039320

11. Пат. RU 2472261 С1. Дипольный излучатель / Д. А. Бухтияров, А. П. Горбачев, Ю. О. Филимонова. Оpubл. 10.01.2013.

12. Bukhtiyarov D. A., Gorbachev A. P., Zhelezko S. Yu. Improvement of the quasi-Yagi antenna performances by using an ends-fed dipole driver // Universal J. of Electrical and Electronic Engineering. 2014. Vol. 2, № 1. P. 6–17.

doi: 10.13189/ujee.2014.020102

13. Alekseytsev S. A., Gorbachev A. P. The novel printed dual-band quasi-Yagi antenna with end-fed dipole-like driver // IEEE Trans. Antennas Propag. 2020. Vol. 68, № 5. P. 4088–4090.

doi: 10.1109/TAP.2019.2950837

14. Gorbachev A., Parshin Yu. All-pass phaser on a base of half-wave coupled-line section and its application // Microw. Opt. Technol. Let. 2021. Vol. 63, iss. 10. P. 2570–2575.

doi: 10.1002/mop.32925

15. Alekseytsev S. A., Gorbachev A. P., Parshin Yu. N. An analysis of microwave radiators in order to diminish the array scan blindness // 1st Intern. Conf. Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE), Novosibirsk, 10–11 Dec. 2020. IEEE, 2020. P. 64–68.

doi: 10.1109/PIERE51041.2020.9314639

16. Schiffman B. M. A new class of broad-band microwave 90-degree phase shifters // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1958. Vol. 6, № 2. P. 232–237.

doi: 10.1109/TMTT.1958.1124543

17. Lyu Y.-P., Zhu L., Cheng C.-H. Design and analysis of Schiffman phase shifter under operation of its second phase period // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 2018. Vol. 66, № 7. P. 3263–3269.

doi: 10.1109/TMTT.2018.2829170

18. Brenner H. E. Perturbations of the critical parameters of quarter-wave directional couplers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1967. Vol. 15, № 6. P. 384–385.

doi: 10.1109/TMTT.1967.1126481

19. Monaco V. A., Tiberio P. Computer-aided analysis of microwave circuits // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1974. Vol. 22, № 3. P. 249–263.

doi: 10.1109/TMTT.1974.1128208

20. Parshin Yu. N. Wideband phase shifters at 22.5, 45 and 67.5 degrees // 1st Intern. Conf. Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE), Novosibirsk, 10–11 Dec. 2020. IEEE, 2020. P. 84–87.

doi: 10.1109/PIERE51041.2020.9314688

21. Паршин Ю. Н. Печатные многолучевые антенные решетки с модифицированными фазовращателями и излучателями дипольного вида: дис. ... канд. техн. наук / Новосибирск, 2023. 198 с.

22. Kolesnikov A. A., Parshin Yu. N., Alekseytsev S. A. Four-beam phased antenna array based on multi-element end-fed dipole-like radiator // IEEE 25th Intern. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM), Novosibirsk, 28 Jun–2 July 2024. IEEE, 2024. P. 430–434.

doi: 10.1109/EDM61683.2024.10615015

23. CST Studio Suite. URL: <https://www.3ds.com/products/catia/student-license-program> (дата обращения: 06.06.2025).

24. Алексейцев С. А., Горбачев А. П. Печатные двухдиапазонные директорные антенны с концевым питанием возбуждителя дипольного вида. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2022. 216 с.

25. Горбачев А. П., Паршин Ю. Н. Печатные многолучевые антенные решетки с модифицированными фазовращателями и излучателями дипольного вида. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2023. 176 с.

Информация об авторах

Алексейцев Сергей Александрович – кандидат технических наук (2021), доцент кафедры систем сбора и обработки данных Новосибирского государственного технического университета. Автор 42 научных публикаций. Сфера научных интересов: электродинамика; антенны; СВЧ-техника.

Адрес: Новосибирский государственный технический университет, пр. К. Маркса, д. 20, Новосибирск, 630073, Россия

E-mail: alekseytsev.94@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5000-7786>

Горбачев Анатолий Петрович – доктор технических наук (1999), профессор кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета. Автор 103 научных публикаций. Сфера научных интересов: антенны; СВЧ-устройства; фазированные антенные решетки.

Адрес: Новосибирский государственный технический университет, пр. К. Маркса, д. 20, Новосибирск, 630073, Россия

E-mail: argor1904@yandex.ru

<https://orcid.org/0009-0004-8066-4946>

Паршин Юрий Николаевич – кандидат технических наук (2022), научный сотрудник Новосибирского государственного технического университета. Автор 46 научных публикаций. Сфера научных интересов: антенны; СВЧ-устройства; фазированные антенные решетки.

Адрес: Новосибирский государственный технический университет, пр. К. Маркса, д. 20, Новосибирск, 630073, Россия

E-mail: jurparnik@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8598-4154>

References

1. Handbook of Antenna Technologies. Singapore, Springer, 2016, 3473 p.
2. Vallappil A. K., Rahim M. K. A., Khawaja B. A., Murad N. A., Mustapha M. G. Butler Matrix Based Beamforming Networks For Phased Array Antenna Systems: a Comprehensive Review and Future Directions for 5G Applications. *IEEE Access*. 2021, vol. 9, pp. 3970–3987. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3047696
3. Aslan Y., Roederer A., Fonseca N. J. G., Angeletti P., Yarovoy A. Orthogonal Versus Zero-Forced Beamforming in Multibeam Antenna Systems: Review and Challenges for Future Wireless Networks. *IEEE J. of Microwaves*. 2021, vol. 1, no. 4, pp. 879–901. doi: 10.1109/JMW.2021.3109244
4. Butler J., Lowe R. Beam Forming Matrix Simplifies Design of Electronically Scanned Antennas. *Electronic Design*. 1961, vol. 9, pp. 170–173.
5. Butler J. L. Multiple Beam Antenna System Employing Multiple Directional Couplers in the Leadin. U.S. Pat. 3 255 450. Publ. 07.06.1966.
6. Wincza K., Gruszczynski S. Broadband Integrated 8×8 Butler Matrix Utilizing Quadrature Couplers and Schiffman Phase Shifters for Multibeam Antennas with Broadside Beam. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2016, vol. 64, no. 8, pp. 2596–2604. doi: 10.1109/TMTT.2016.2582877
7. Nusenu S. Y., Huaizong S., Ye P., Xuehan W., Basit A. Dual-Function Radar-Communication System Design Via Sidelobe Manipulation Based on FDA Butler Matrix. *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* 2019, vol. 18, no. 3, pp. 452–456. doi: 10.1109/LAWP.2019.2894015
8. Nasser H., Bemani M., Ghaffarlou A. A New Method for Arbitrary Amplitude Distribution Generation in 4×8 Butler Matrix. *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.* 2020, vol. 30, no. 3, pp. 249–252. doi: 10.1109/LMWC.2020.2966929
9. Jenn D. C., Chua E.-H. Two-Port Hybrid Ring Dipole with Simultaneous Sum and Difference Element Patterns. *Electronics Lett.* 2003, vol. 39, no. 12, pp. 892–894. doi: 10.1049/el:20030584
10. Alhalabi R. A., Rebeiz G. M. Differentially-Fed Millimeter-Wave Yagi-Uda Antennas with Folded Dipole Feed. *IEEE Trans. Antennas. Propag.* 2010, vol. 58, no. 3, pp. 966–969. doi: 10.1109/TAP.2009.2039320
11. Bukhtiyarov D. A., Gorbachev A. P., Filimonova Yu. O. Dipole emitter. Pat. RU 2472261. Publ. 10.01.2013. (In Russ.)
12. Bukhtiyarov D. A., Gorbachev A. P., Zhelezko S. Yu. Improvement of the Quasi-Yagi Antenna Performances by Using an Ends-Fed Dipole Driver. *Universal J. of Electrical and Electronic Engineering*. 2014, vol. 2, no. 1, pp. 6–17. doi: 10.13189/ujee.2014.020102
13. Alekseytsev S. A., Gorbachev A. P. The Novel Printed Dual-Band Quasi-Yagi Antenna with End-Fed Dipole-Like Driver. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2020, vol. 68, no. 5, pp. 4088–4090. doi: 10.1109/TAP.2019.2950837
14. Gorbachev A., Parshin Yu. All-Pass Phaser on a Base of Half-Wave Coupled-Line Section and Its Application. *Microw. Opt. Technol. Lett.* 2021, vol. 63, iss. 10, pp. 2570–2575. doi: 10.1002/mop.32925
15. Alekseytsev S. A., Gorbachev A. P., Parshin Yu. N. An Analysis of Microwave Radiators in Order to Diminish the Array Scan Blindness. 1st Intern. Conf. Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE), Novosibirsk, 10–11 Dec. 2020. *IEEE*, 2020, pp. 64–68. doi: 10.1109/PIERE51041.2020.9314639
16. Schiffman B. M. A New Class of Broad-Band Microwave 90-Degree Phase Shifters. *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1958, vol. 6, no. 2, pp. 232–237. doi: 10.1109/TMTT.1958.1124543
17. Lyu Y.-P., Zhu L., Cheng C.-H. Design and Analysis of Schiffman Phase Shifter under Operation of Its Second Phase Period. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 2018, vol. 66, no. 7, pp. 3263–3269. doi: 10.1109/TMTT.2018.2829170
18. Brenner H. E. Perturbations of the Critical Parameters of Quarter-Wave Directional Couplers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1967, vol. 15, no. 6, pp. 384–385. doi: 10.1109/TMTT.1967.1126481
19. Monaco V. A., Tiberio P. Computer-Aided Analysis of Microwave Circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1974, vol. 22, no. 3, pp. 249–263. doi: 10.1109/TMTT.1974.1128208
20. Parshin Yu. N. Wideband Phase Shifters at 22.5, 45 and 67.5 Degrees. 1st Intern. Conf. Problems of Informatics, Electronics, and Radio Engineering (PIERE), Novosibirsk, 10–11 Dec. 2020. *IEEE*, 2020, pp. 84–87. doi: 10.1109/PIERE51041.2020.9314688
21. Parshin Yu. N. Printed Multi-Beam Phased Arrays with Modified Phase Shifters and Dipole-Like Radiators. Ph. D. dissertation, Radio and Electronic Dept., Novosibirsk State Technical Univ., Novosibirsk, 2022. (In Russ.)
22. Kolesnikov A. A., Parshin Yu. N., Alekseytsev S. A. Four-Beam Phased Antenna Array Based on Multi-Element End-Fed Dipole-Like Radiator. *IEEE 25th Intern. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM)*, Novosibirsk, 28 Jun–2 July 2024. *IEEE*, 2024, pp. 430–434. doi: 10.1109/EDM61683.2024.10615015
23. CST Studio Suite. Available at: <https://www.3ds.com/products/catia/student-license-program> (accessed: 06.06.2025).
24. Alekseytsev S. A., Gorbachev A. P. Pechatnye dvukhdiapazonnyye direktornyye anteny s kontsevym pitaniem vzbuditel'ya dipol'nogo vida [Printed Dual-Band Director-Type Antennas with an End Supply Dipole Exciter]. Novosibirsk, NSTU Publisher, 2022, 216 p. (In Russ.)
25. Gorbachev A. P., Parshin Yu. N. Pechatnye mnogoluchevyye anteny reshetki s modifitsirovannymi fazovrashchatel'nyami i izluchatel'nyami dipol'nogo vida [Printed Multi-Beam Antenna Arrays with Dipole-Type Emitters]. Novosibirsk, NSTU Publisher, 2023, 176 p. (In Russ.)

Information about the authors

Sergey A. Alekseytsev, Cand. Sci. (Eng.) (2021), Associate Professor of the Department of Data Collection and Processing Systems of Novosibirsk State Technical University). The author of 42 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics; antennas; microwave technology.

Address: Novosibirsk State Technical University, Karl Marx Ave., 20, Novosibirsk 630073, Russia

E-mail: alekseytsev.94@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5000-7786>

Anatoly P. Gorbachev, Dr Sci. (Eng.) (1999), Professor of the Department of Radio Receiving and Transmitting Devices of Novosibirsk State Technical University. The author of 103 scientific publications. Area of expertise: antennas; microwave devices; phased array antennas.

Address: Novosibirsk State Technical University, Karl Marx Ave., 20, Novosibirsk 630073, Russia

E-mail: apgor1904@yandex.ru

<https://orcid.org/0009-0004-8066-4946>

Yuriy N. Parshin, Cand. Sci. (Eng.) (2022), Research Fellow Novosibirsk State Technical University. The author of 46 scientific publications. Area of expertise: antennas; microwave devices; phased array antennas.

Address: Novosibirsk State Technical University, Karl Marx Ave., 20, Novosibirsk 630073, Russia

E-mail: jurparnik@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8598-4154>

Расчет параметров и моделирование системы ионной обработки в вакууме

С. В. Сидорова^{1✉}, А. Д. Купцов¹, И. Е. Пименов²

¹Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана, Москва, Россия

²Федеральное государственное унитарное предприятие "НАМИ", Москва, Россия

✉ sidorova@bmstu.ru

Аннотация

Введение. Определение физических и геометрических характеристик плазмы – актуальная задача ионно-плазменных процессов в производстве микро- и нанoeлектроники. Энергия ионов, характер взаимодействия с материалами определяют эффективность технологии. Глубина проникновения, импульс иона влияют на коэффициент распыления (Y) материала, являющийся ключевым параметром эллионных технологий. Изменение формы ионного пучка влияет на плотность распределения ионов. Ранее проводились исследования изменения конструкции ионного источника для придания пучку кольцевой формы и формы, близкой к распределению Гаусса. Изменение конструкции ионного источника – трудоемкий и дорогостоящий процесс, альтернативным вариантом является использование внешних магнитных систем.

Цель работы. Определение физических параметров системы ионной обработки подложек и функциональных слоев для изделий микро- и нанoeлектроники.

Материалы и методы. Исследования проводятся на кафедре "МТ-11" МГТУ им. Н. Э. Баумана. Исследуемым материалом является кремний и ионы аргона. Технологическое оборудование представлено вакуумной установкой МВТУ-11-1МС. Исследование поперечного скола проводится на микроскопе CROSSBEAM 550. Индукция магнитного поля определяется миллитесламетром ТП2-2У.

Результаты. Расчеты и экспериментальные исследования показали, что минимальный Y равен 0.03 атом/ион при энергии 0.05 кэВ, максимальный – 1.35 атом/ион при 7 кэВ, далее происходит уменьшение Y до 1.05 атом/ион при 250 кэВ за счет внедрения ионов в структуру. Внешняя магнитная система источника позволяет изменять угол конусности пучка, что повышает концентрацию ионов в определенной точке на подложке, следовательно, увеличивает эффективность процесса.

Заключение. Апробирована методика расчета энергии ионов Ag^+ для кольцевого источника ионов при травлении подложки Si. Обработка результатов эксперимента позволила рассчитать Y . Полученные выражения для магнитного поля и распределения магнитных полей будут использованы при моделировании дополнительной внешней магнитной системы, изменяющей форму пучка ионов.

Ключевые слова: вакуумная установка, источник ионов, коэффициент распыления, энергия ионов, кремний, сканирующая электронная микроскопия

Для цитирования: Сидорова С. В., Купцов А. Д., Пименов И. Е. Расчет параметров и моделирование системы ионной обработки в вакууме // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 1. С. 40–54.
doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-40-54

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 23.06.2025; принята к публикации после рецензирования 16.01.2026; опубликована онлайн 27.02.2026

Parameter Calculation and Simulation of a Vacuum Ion Beam Treatment System

Svetlana V. Sidorova^{1✉}, Alexey D. Kouptsov¹, Ilya E. Pimenov²

¹Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

²Federal State Unitary Enterprise "NAMI", Moscow, Russia

✉ sidorova@bmstu.ru

Abstract

Introduction. Determination of the physical and geometric properties of plasma is a relevant problem in the field of ion-plasma processes for micro- and nanoelectronics fabrication. The energy of ions and the nature of their interaction with materials define the effectiveness of ion-plasma technologies. The penetration depth and momentum transfer of ions affect the sputtering yield (Y) of the material, which is a key parameter in ion beam technologies. Changes in the ion beam shape have an effect on the ion density distribution. Previous studies have explored the possibility of modifying the design of the ion source to achieve annular or near-Gaussian beam profiles; however, this approach is associated with significant labor and monetary costs. An alternative approach consists in the use of external magnetic systems.

Aim. Determination of the physical parameters of a system for ion beam treatment of micro- and nanoelectronic substrates and functional layers.

Materials and methods. The research was conducted at the MT-11 Department of Bauman Moscow State Technical University (BMSTU) using the MVTU-11-1MC vacuum system. The material under investigation was silicon and argon ions. Cross-sectional analysis was performed using a CROSSBEAM 550 microscope. The magnetic field strength was determined using a TP2-2U milliteslameter.

Results. Calculations and experimental investigations revealed the minimum sputtering yield (Y) to be 0.03 atoms/ion at an energy of 0.05 keV, with the maximum of 1.35 atoms/ion at 7 keV. Subsequently, the sputtering yield decreases to 1.05 atoms/ion at 250 keV due to ion implantation into the lattice structure. The external magnetic system of the source allows the beam cone angle to be modified, which increases the ion concentration at a specific point on the substrate, consequently enhancing the process efficiency.

Conclusion. A methodology for calculating the energy of Ar^+ ions generated by an annular ion source during Si substrate etching has been validated. Processing of the experimental results enabled the determination of the sputtering yield (Y). The derived expression for the magnetic field strength and magnetic field distribution will be used when simulating an additional external magnetic system designed to manipulate the ion beam shape.

Keywords: vacuum unit, ion source, sputtering coefficient, ion energy, silicon, scanning electron microscopy

For citation: Sidorova S. V., Kouptsov A. D., Pimenov I. E. Parameter Calculation and Simulation of a Vacuum Ion Beam Treatment System. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 1, pp. 40–54. doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-40-54

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

Submitted 23.06.2025; accepted 16.01.2026; published online 27.02.2026

Введение. В производстве изделий микроэлектроники в настоящее время широко используются процессы, происходящие в низкотемпературной газовой плазме низкого давления. Данные процессы используются для очистки поверхности подложек, травления диэлектрических и проводящих слоев и поверхностей подложек из кремния, кварца, керамики. Применение ионно-плазменных технологий позволяет увеличить разрешающую способность, повысить производительность труда, дает возможность автоматизировать производство изделий

микроэлектроники и перейти от жидкостных технологий к методам "сухой" вакуумной очистки [1–3]. Жидкостные технологии обработки материалов в процессе создания микро- и наноструктур в принципе не могут обеспечить создания топологий с нанометровыми размерами, поэтому в современном производстве изделий микро- и нанoeлектроники приоритет отдается направлению "сухих" процессов.

Актуальными материалами для травления являются диэлектрики – это первые слои на пластине с самыми малыми размерами струк-

тур, которые должны обеспечить комплекс структурных и динамических характеристик процесса для заданной технологической нормы [4]. Другим важным процессом является травление спейсеров затворов транзисторов первого слоя, которое главным образом характеризуется высокой точностью контроля и аккуратностью проведения процесса. Весьма высокие аспектные требования предъявляются и к травлению волноводов из оксида кремния в сложных устройствах фотоники [5]. Кроме того, требуется очистка и травление материалов подложек, в частности кремниевых. Данный материал проявляет ряд характерных электрофизических и оптических свойств, позволяющих эффективно применять его в таких областях, как оптоэлектроника, микроэлектроника, фотоника, медицина, биоинженерия и др. [6].

Помимо ионного травления применение ионно-лучевой обработки актуально для очистки, активации и изменения морфологии поверхностей подложек, что важно при формировании покрытий нанометрового размера. При создании наноразмерных структур необходимо наличие центров кристаллизации, чтобы рост структур нанометрового размера происходил наиболее равномерно. Для обеспечения равномерного роста наноразмерных структур и плотности формирования тонкопленочных слоев также применяется ионная обработка и ионное ассистирование процессов осаждения [7].

Физические явления, происходящие в плазме и на поверхности подложек при ее воздействии, до конца не исследованы. Однако эти технологии с использованием низкотемпературной неравновесной газоразрядной плазмы низкого давления весьма перспективны для изготовления различных изделий микро- и нанoeлектроники, получения качественных топологий с высокой анизотропией травления, создания условий для роста наноразмерных структур и слоев, уменьшения остаточных напряжений в тонкопленочных структурах и на интерфейсе "пленка–подложка".

Обработка материалов ионами проводится в широком диапазоне энергий, определяющем характер взаимодействия ионов с поверхностью или объемом вещества. Для определения типа процессов обработки существует класси-

фикация из пяти пунктов, описывающая принцип и результат ионной обработки [8, 9]. Минимальная энергия (E_{\min}) обеспечивает сорбцию и десорбцию частиц, что характерно для химической обработки. При $E_1 > E_{\min}$ ионы позволяют активировать поверхность и даже нагревать до температур испарения. Очистка поверхности от неорганических загрязнений, выбивание атомов и формирование рельефа происходит при $E_2 > E_1$. Для обеспечения генерации излучения из материала или модификации материала имплантацией необходимо еще увеличить энергию $E_3 > E_2$. Максимальная энергия (E_{\max}) позволяет прошивать тонкие мембраны насквозь для формирования наноструктур и фильтров. Стоит отметить, что каждый пункт данной классификации не может иметь четких количественных границ. Энергия ионов и частиц зависит от широкого перечня параметров: массы, скорости движения, наличия ядерного и упругого торможения при столкновении с материалом подложки, ускоряющего напряжения, температуры частицы.

Для технологии тонких пленок существует разграничение по значениям энергий в зависимости от обрабатываемого материала. Например, в [10] описывается, что процесс распыления частиц поликристаллических пленок металлов при ионной обработке возможен, если энергия частицы превышает значение 30 эВ.

В процессе ионной обработки материалов ключевым параметром, определяющим эффективность и характер взаимодействия, является энергия ионов и частиц. Взаимодействие иона с поверхностью влияет на два фактора: глубину его проникновения и величину передаваемого импульса. Одним из важнейших результатов этого взаимодействия является распыление, представляющее собой процесс удаления атомов материала под действием ионной бомбардировки. Вышеупомянутые факторы определяют нелинейность процесса для определения коэффициента распыления материалов при обработке ионами с разными значениями энергий, что основано и подтверждается большой статистической эмпирической выборкой как классических и фундаментальных исследователей [11–13], так и современных коллективов [14, 15].

С учетом актуальности применения ионно-плазменных процессов в производстве изделий микро- и нанoeлектроники важным являются вопросы изучения физических характеристик самой плазмы и оценки геометрии системы в целом. Одним из ключевых параметров оценки физических характеристик плазмы является коэффициент распыления [16], который показывает эффективность распыления, определяя среднее число атомов, удаляемых с поверхности твердого тела одним бомбардирующим ионом.

Цель исследования – определение физических параметров системы ионной обработки подложек и функциональных слоев для изделий микро- и нанoeлектроники.

Материалы, методы и методика исследований. Исследования проводятся на кафедре "Электронные технологии в машиностроении" МГТУ им. Н. Э. Баумана. В качестве технологического оборудования применяется вакуумная установка MBTU-11-1MC [17].

Методика исследования заключается в том, что подложка кремния очищается в кислород-аргоновой плазме (1:1) от органических загрязнений и помещается в установку для обработки ионами аргона при стабилизируемых параметрах ионного тока 30 мА и мощности 81 Вт. Предварительно половина поверхности подложки закрывается маской для формирования перехода в форме ступеньки. Измерение поверхности подложки на оптическом микроскопе при увеличении 10х позволяет получить площадь поверхности, подверженной распылению. Измерение высоты ступеньки на сканирующем электронном микроскопе (СЭМ) позволяет рассчитать объем удаленного материала для определения коэффициента распыления.

Технологический источник ионов представляет собой кольцевой водоохлаждаемый анод, над которым с зазором установлена металлическая крышка с отверстием в форме кольца. Внешний и внутренний диаметры кольца, соответственно, равны 25 и 23 мм.

Измерение поперечного скола кремниевой подложки после ионного травления происходит на СЭМ – CROSSBEAM 550 (Carl Zeiss Microscopy GmbH, Германия), предназначен-

ном для высоковакуумного детектирования отраженных электронов с целью получения изображения. Микроскоп работает в таком режиме, что система позволяет получать изображения объектов при увеличении 10^5 х, при ускоряющем напряжении электронов 5 кВ, токе зонда 113 пА, с разрешающей способностью менее 1.9 нм при режиме шумоподавления – усреднение по каждой линии.

Магнитная индукция постоянного магнитного поля определялась при помощи миллитесламетра ТП2-2У. Прибор оснащен зондами цилиндрической и плоской формы.

Аналитическое определение коэффициента распыления. Коэффициент распыления (Y) количественно характеризует процесс и определяет среднее число атомов, удаленных с поверхности мишени одним ионом. Определяется свойствами материалов, типом ионов и углом падения.

Для расчета коэффициента распыления материала существует модель Зигмунда [11], основанная на линейном уравнении переноса Больцмана для описания каскада столкновений в полубесконечной и случайной среде при движении частиц к подложке по нормали. Уравнение данной модели представлено формулой

$$Y(E_i) = \frac{3.56}{U_0} \frac{Z_{Si} Z_{Ar}}{(Z_{Si}^{2/3} + Z_{Ar}^{2/3})^{1/2}} \frac{M_{Ar}}{M_{Si} + M_{Ar}} \alpha S_n(\epsilon), \quad (1)$$

где E_i – энергия ионов; U_0 – энергия связи частиц ($Si = 7.83$ эВ [18–20]); Z_{Si}, Z_{Ar} – атомный номер кремния и аргона; M_{Si}, M_{Ar} – масса частиц кремния и аргона; α – функция соотношения масс кремния и аргона; $S_n(\epsilon)$ – приведенное ядерное или упругое торможение; ϵ – приведенная энергия. Подписи к коэффициентам адаптированы под технологию и цель работы по определению энергии ионов, бомбардирующих подложку Si.

Функция соотношения масс α теоретически определена в [11] и выведена авторами [18], имеет количественный вид:

$$\alpha = 0.15 + 0.13 \frac{M_{Si}}{M_{Ar}}. \quad (2)$$

Подставив (2) в (1) и раскрыв скобки, получим:

$$Y(E_i) = \frac{3.56}{U_0} \frac{Z_{Si}Z_{Ar}}{(Z_{Si}^{2/3} + Z_{Ar}^{2/3})^{1/2}} \times \frac{0.15M_{Ar} + 0.13M_{Si}}{M_{Si} + M_{Ar}} S_n(\epsilon).$$

В свою очередь, функцию $S_n(\epsilon)$ Уильсон, Хагмарк и Бирсак представили в [21] как

$$S_n(\epsilon) = \frac{\frac{1}{2} \ln(1 + \epsilon)}{\epsilon + 0.141\epsilon^{0.42}}.$$

Приведенная энергия определяется из зависимости [18]

$$\epsilon = \frac{E_i}{32.5 \left(1 + \frac{M_{Ar}}{M_{Si}}\right) Z_{Si}Z_{Ar} (Z_{Si}^{2/3} + Z_{Ar}^{2/3})^{1/2}}. \quad (3)$$

Для бомбардировки ионами аргона поверхности подложки из кремния знаменатель уравнения (3) численно определен как 67.05:

$$\epsilon = \frac{E_i}{67.05}.$$

На основании обзора работ [18, 20, 22–34] построена общая зависимость (рис. 1) коэффициента распыления (Y) от энергии ионов (E_i) для аргона

Ar^+ . Часть данных переписана численно из таблиц, остальные рассчитаны количественно из графических зависимостей с учетом масштаба осей. Ошибка копирования количественных параметров не превышает 1 % для обеих осей.

Усредненная зависимость коэффициента распыления монокристаллического Si от различных энергий представлена на рис. 2.

Процесс параметрической рационализации системы заключался в определении наиболее простого уравнения, описывающего усредненную кривую, при наибольшей ошибке отклонения уравнения от усредненных данных, не превышающей 5 %. Таким образом, зависимость на рис. 2 можно описать системой, состоящей из двух уравнений: экспоненциальной зависимости для диапазона энергий от 0.05 (включительно) до 10 кэВ; квадратичной зависимости для диапазона от 10 (включительно) до 250 кэВ.

Для последующего сопоставления параметров проведена идентификация графической кривой к численному уравнению:

$$Y(E) = \begin{cases} \frac{1.45E^{1.3}}{0.75 + E^{1.3}} e^{-0.005(E-7)^2}; E \in [0.05; 10); \\ 4.07 \cdot 10^{-6} E^2 - 2.28 \cdot 10^{-3} E + 1.37; E \in [10; 250). \end{cases} \quad (4)$$

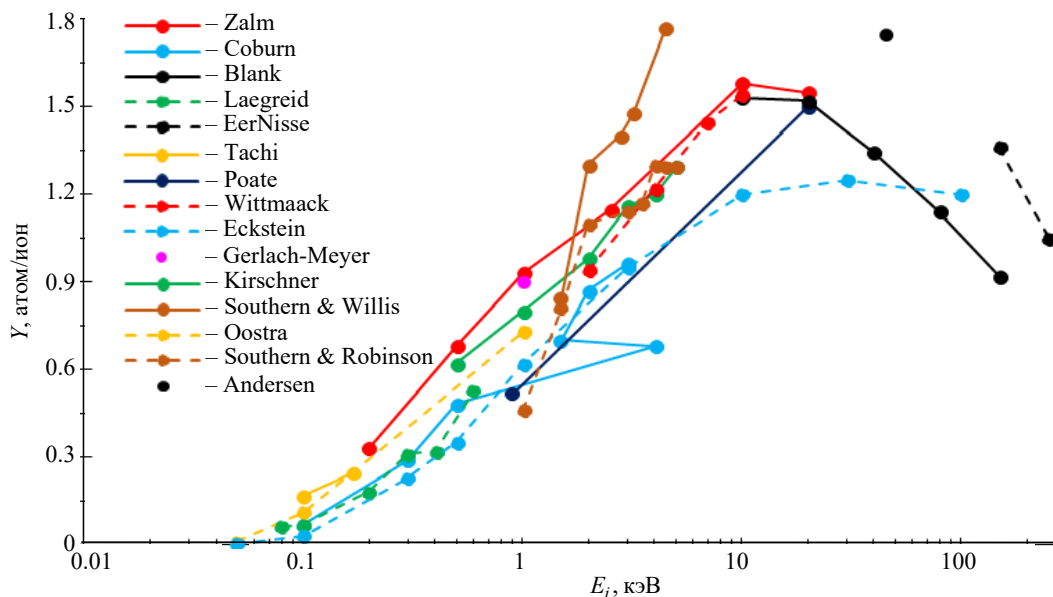


Рис. 1. Зависимость коэффициента распыления от энергии ионов Ar^+ по данным источников [18, 20, 22–34]

Fig. 1. Dependence of the sputtering coefficient of Ar^+ ions energy according to [18, 20, 22–34]

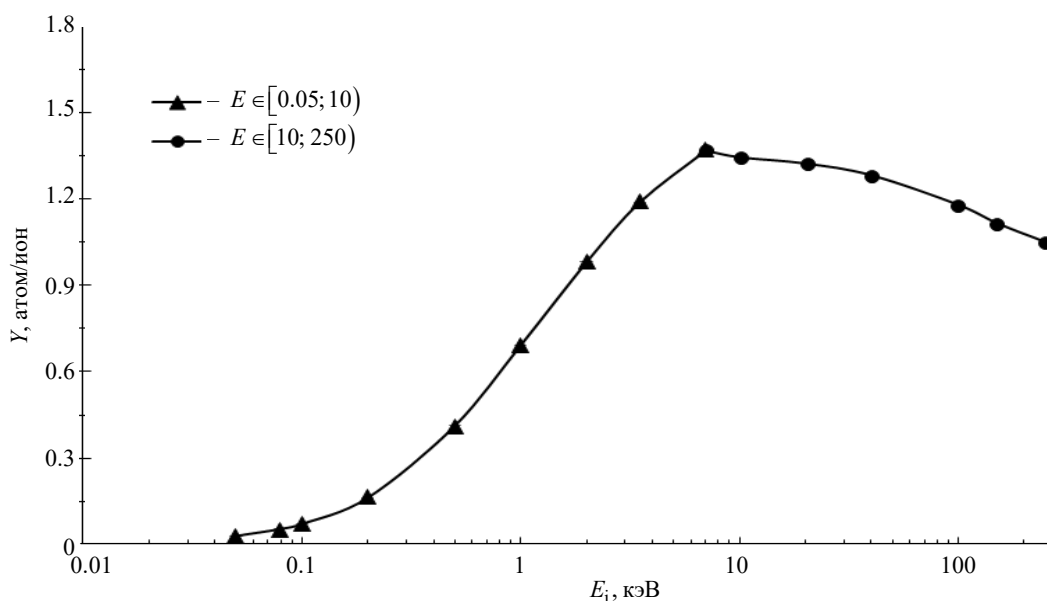


Рис. 2. Усредненная зависимость коэффициента распыления от энергии ионов Ar^+

Fig. 2. Average dependence of sputtering coefficient on the energy of Ar^+ ions

Максимальная абсолютная погрешность Y составляет 0.032 для первого диапазона E_i и 0.016 для второго. Максимальная относительная погрешность Y составляет 4.34 % для первого диапазона E_i и 1.21 % для второго. Система уравнений имеет малую погрешность относительно усредненных данных Y при широком диапазоне значений E_i .

Эмпирическое определение коэффициента распыления. В исследовании используются регуляторы расхода газа для источника ионов, которые определяют объемный поток в таких единицах, как sccm (standard cubic centimeter per minute), приведенный к стандартным условиям (0 °C и 1 атм). Тогда рабочее давление в камере и давление в подающей магистрали 0.7 бар не влияют на фактический расчет количества вещества, проходящего через расходомер.

Для стандартных условий ($T = 273.15$ К; $p = 101\,325$ Па) 1 моль идеального газа занимает объем $V = 22.4$ л.

Определим объемный расход газа в качестве системной единицы:

$$2\text{ sccm} = 2\text{ см}^3/\text{мин} = 3.33 \cdot 10^{-8}\text{ м}^3/\text{с}.$$

Молярный расход n рассчитывается по уравнению идеального газа:

$$n = \frac{pV}{RT},$$

где p – давление среды (при н. у.); V – объем газа при номинальном расходе процесса; R – универсальная газовая постоянная; T – температура среды.

Количественный параметр n соответствует:

$$n = \frac{101325 \cdot 3.333 \cdot 10^{-8}}{8.314 \cdot 273.15} = 148.71 \cdot 10^{-8}\text{ моль/с}.$$

Расчет количества атомов аргона в секунду оценено согласно

$$N = nN_A,$$

где N_A – постоянная Авогадро.

Тогда N принимает значение

$$N = 148.71 \cdot 10^{-8} \cdot 6.022 \cdot 10^{23} \cong 8.95 \cdot 10^{17}\text{ атом/с}.$$

На рис. 3 представлена эмпирическая схема распространения ионов от источника до подложки.

При этом зона обработки подложки площадью $A_{\text{П}} = 46.359\text{ мм}^2$, находящаяся на расстоянии 156 мм от источника ионов, располагается в зоне бомбардировки ионов площадью $A_{3,6} = 2643.429\text{ мм}^2$. Величина $A_{3,6}$ определена экспериментально, что учитывается при позиционировании подложки при проведении экспериментального исследования. Подложка располагается плоскопараллельно торцевой крыш-

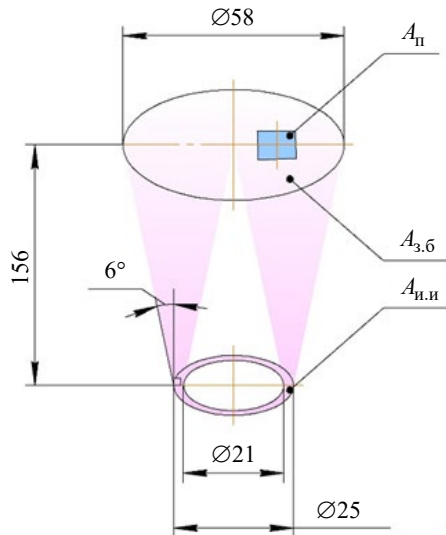


Рис. 3. Сравнительная диаграмма площадей ионной обработки
 Fig. 3. Comparison diagram of ion treatment areas

ке источника ионов, ось симметрии подложки находится над диаметром кольца источника ионов 23 мм, поток ионов бомбардирует поверхность подложки под прямым углом. Отклонение угла от 90° считается нулевым ввиду геометрического расположения "подложка–источник ионов" (рис. 3). Площадь испускания ионов из зазора анод/катод ($A_{и.и}$) составляет 144.513 мм^2 . Тогда коэффициент заполнения определяет долю ионов, обрабатываемых подложку, и рассчитывается как

$$k = \frac{A_{п}}{A_{и.и} A_{з.б}} = \frac{46.36}{144.51 \cdot 2643.43} = 1.21 \cdot 10^{-4}. \quad (5)$$

При расчете количества ионов N_i , бомбардировавших подложку в течение 9 ч, учитывается распределение ионов по поверхности подложкодержателя, отклонение которых от нормали происходит по вероятности, близкой к гауссову, и равно:

$$N_i \approx 2.45 \cdot 10^{20} \text{ шт.}$$

В исследовании авторы допускают, что данная методика расчета числа ионов имеет приближенный характер. Однако учтено, что коэффициент ионизации близок к единице, что подтверждается измерением вольт-амперной характеристики, в ходе которого определено оптимальное значение расхода газа, используемое в расчете, – $2 \text{ см}^3/\text{мин}$. Пространственное распределение учтено при расчете коэффици-

ента k (5). Для более точного определения числа ионов необходимо проведение эмпирических исследований, например четвертьсферическим электростатическим энергоанализатором.

Исходя из распределения ионов можно заключить, что для повышения плотности ионного потока на подложке, следовательно для повышения скорости обработки подложки, необходимо уменьшать расстояние от источника ионов до подложки, если площадь поверхности подложки оставить без изменения.

Изображение Si-подложки после травления представлено на рис. 4. Ионное травление Si происходит анизотропно. Угол относительно плоскости подложки составил $(105 \pm 0.2)^\circ$. Показатель анизотропии равен [35]

$$K_a = \frac{\delta_y}{\delta_x} = \frac{43.99}{12.28} = 3.58,$$

где δ_y – толщина стравленного слоя; δ_x – величина бокового подтравла.

Вышеизложенное может быть связано с кристаллографической ориентацией Si, а также неидеальностью закрывающей маски. Это, в свою очередь, подтверждается тем, что вблизи границы раздела маска/Si обнаружено высокопористое покрытие, толщина которого составляет 1.1 мкм.

Для обеспечения вертикальности стенок необходимо, чтобы $K_a \gg 1$ и чтобы скорость бокового травления практически не участвовала в процессе. В случае когда $K_a < 1$, происходит преимущественно латеральное травление широкого канала с малой глубиной. Для случая $K_a = 1$ процесс характеризуется изотропным травлением со стенками постоянного радиуса при равенстве скоростей травлений вбок и вглубь.

Воздействовать на скорость бокового распыления (δ_x) возможно при отклонении потока ионов от нормального на угол до 15° для компенсации наклона стенки 105° .

В латеральном направлении наблюдается уменьшение стравленного слоя, длина участка которого составляет 230 мкм. Остальная поверхность Si травилась равномерно без изменения средней толщины слоя.

При расчете объема Si учитываются выявленные геометрические отклонения – площади S_1 , S_2 и S_3 , рассчитанные через встроенную команду ПО Компас-3D (ver. 24) (рис. 4). Таким

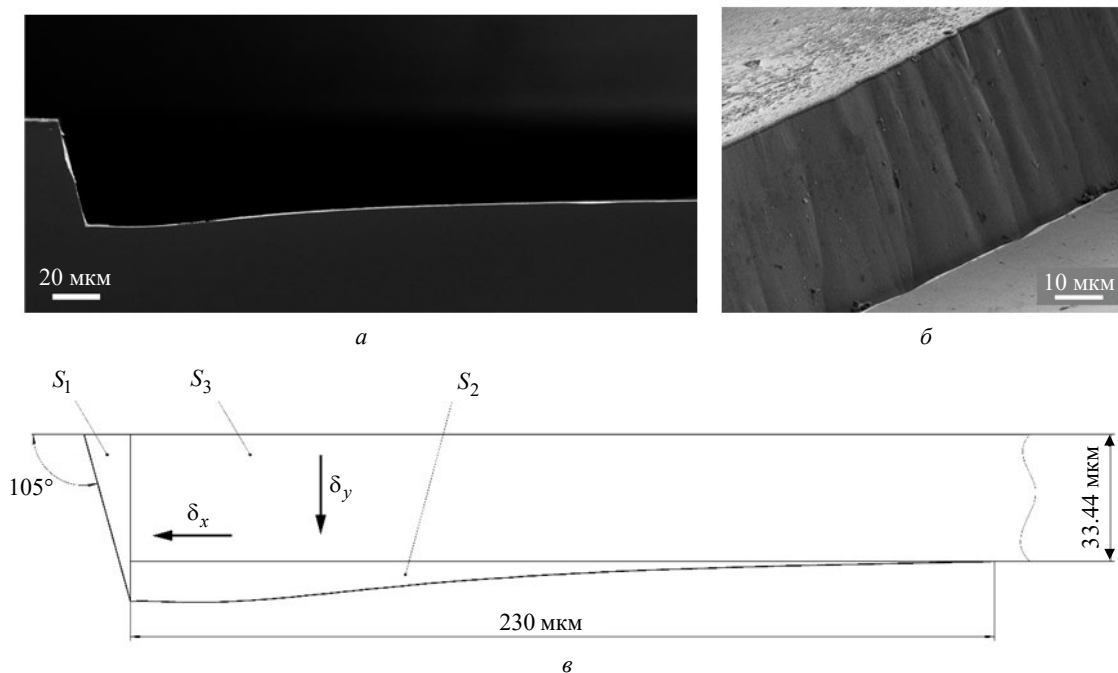


Рис. 4. СЭМ-изображения поперечного скола (а) и в изометрии (б) подложки Si после травления и расчетная схема площади травления (в)

Fig. 4. Scan images of a cross section (a), isometric (b) of a Si substrate after etching, area (c)

образом, объем стравленного Si составил $(1.56 \pm 0.12)10^{18} \text{ нм}^3$, что соответствует $(1.56 \pm 0.12)10^{-3} \text{ см}^3$. За 9 ч произошло более 11.5 % распыления объема подложки.

Для расчета коэффициента Y на основе литературного обзора [35–37] определена плотность атомов Si в структуре подложки – $5 \cdot 10^{22} \text{ атом/см}^3$.

С учетом численных параметров Y принимает значение

$$Y = 0.319 \pm 0.025 \text{ атом/ион.}$$

Учитывая (4), для $Y = 0.319 \pm 0.025 \text{ атом/ион}$ параметр E_1 принимает значение

$$E_{\text{сред}} = 0.371 \pm 0.031 \text{ кэВ.}$$

Поскольку экспериментально определена энергия ионов, то для теоретической модели Зигмунда основные параметры принимают значения: $\epsilon = 5.53 \cdot 10^{-3}$; $S_n(\epsilon) = 1.29 \cdot 10^{-1}$. Тогда $Y_3 = 0.587 \text{ атом/ион}$. Итоговая разница коэффициентов распыления составляет 84 %. Следовательно, сравнивать методики расчета коэффициентов энергий и распыления матери-

ала на текущем уровне нерационально. Необходимо учитывать взаимодействие потока ионов и кристаллографическую ориентацию подложки Si. Тем не менее зависимость коэффициента распыления от энергии ионов находится в пределах допустимого.

Таким образом, результаты проведенных расчетов с учетом корректировки модели Зигмунда представлены на рис. 5.

Результаты исследования показывают, что оба подхода к анализу коэффициента распыления позволяют получить значения, которые находятся в пределах выборки параметров из многочисленных работ.

Определение физических характеристик источника ионов. На установке применяется кольцевой источник ионов – Пеннинга, который представляет собой ускоритель с замкнутым азимутальным дрейфом ионов. Силовые линии электрического и магнитного полей перпендикулярны. На ионы, ускоренные электрическим полем в поперечном магнитном поле, действует сила Лоренца, отклоняющая вектор движения от нормали. Данный эффект вызывает деформацию пучка от цилиндрической формы к конической.

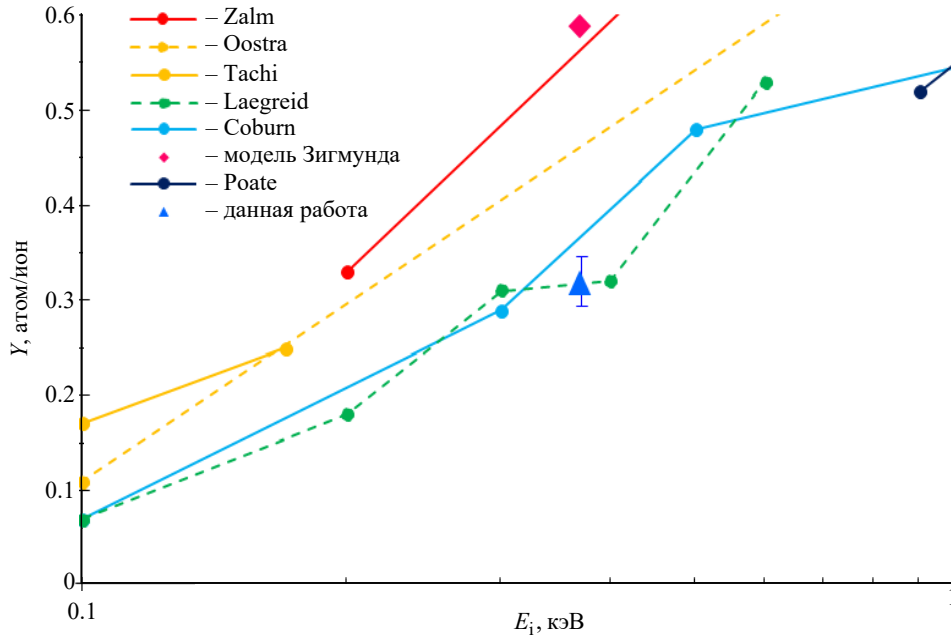


Рис. 5. Зависимость коэффициента распыления от энергии ионов Ar^+ (обновленные данные)

Fig. 5. Sputtering yield versus Ar^+ ion energy (updated data)

На рис. 6 приведена схема ионного источника с траекторией движения ионов под действием электрического и магнитного полей. Траектория движения иона лежит на плоскости касательной к образующей цилиндрического канала выхода ионов [38].

Для определения индукции магнитного поля были проведены замеры в направлении по

нормали к плоскости и вдоль плоскости ионного источника. Измерения проводились миллитесламетром, оборудованным зондами с датчиками Холла, параллельным и перпендикулярным к плоскости измерения. На рис. 7 приведены результаты интерполяции полученных значений и составлены тепловые карты, которые сопоставлены со схемой ионного источника.

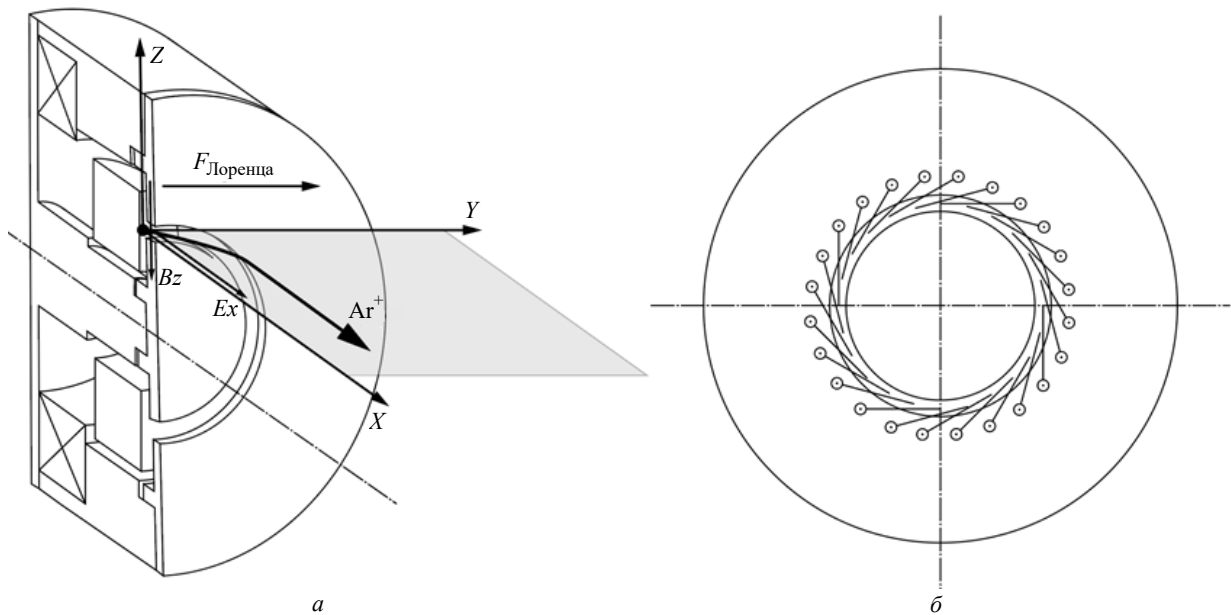


Рис. 6. Траектории движения иона под действием магнитного и электрического полей (а) и пучка ионов с увеличением радиуса распространения (б)

Fig. 6. Trajectory of ion movement under the influence of magnetic and electric fields (a); trajectory of ion movement forming a beam of a larger radius than the ion exit channel (b)

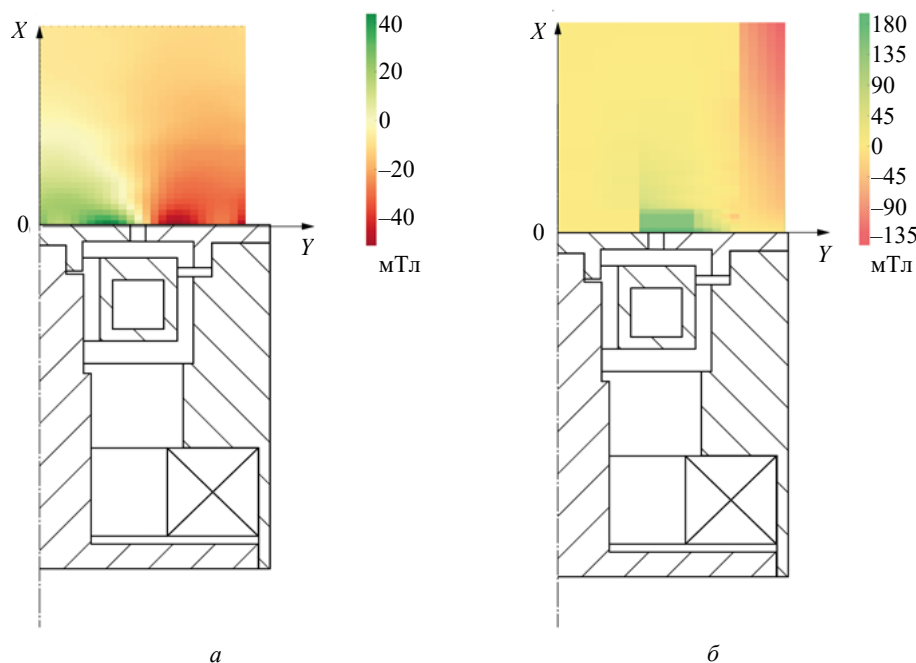


Рис. 7. Цветовая диаграмма магнитного поля: *a* – в плоскости ионного источника; *б* – в пространстве "источник–подложка"

Fig. 7. Color diagram of the magnetic field magnitude: *a* – in the plane of the ion source; *b* – the source–substrate space

Следует отметить, что в канале выхода ионов магнитное поле, направленное по нормали к плоскости ионного источника, имеет нулевое значение, а магнитное поле вдоль плоскости имеет максимальное значение – 200 мТл. На основе результатов измерения было получено уравнение, описывающее магнитное поле, направленное вдоль плоскости ионного источника на расстоянии x от оси источника ионов:

$$B = 0.0003x^5 + 0.001x^4 - 0.4149x^3 + 8.9785x^2 - 71.316x + 201.4.$$

Внешняя магнитная система позволяет изменять форму пучка: уменьшать или увеличивать угол конусности пучка. Изменение геометрии пучка позволяет сфокусировать его и повысить концентрацию ионов в определенной точке на подложке. На рис. 8 представлены схемы внешних магнитных систем.

Стоит отметить, что магнитная система с вектором магнитного поля, направленным к оси источника иона, эффективна только при установке непосредственно у канала выхода ионов, при установке выше плоскости источника ионов данная система изменяет только диаметр пучка.

На основе проведенного измерения магнитного поля будет построена математическая мо-

дель ионного источника, на основе которой будет проведено моделирование влияния внешней магнитной системы на движение ионов, будет установлено влияние типа магнитов, их количества, расположения относительно оси и поверхности ионного источника на форму пучка ионов. По результатам моделирования будет определена конструкция внешней магнитной системы, позволяющей сфокусировать поток ионов на обрабатываемой области.

Заключение. Апробирована методика расчета энергии ионов Ar^+ для кольцевого источника ионов при травлении подложки монокристаллического Si.

Систематизация, обобщение и усреднение параметров коэффициента распыления и энергии ионов определило тенденцию: минимальный коэффициент распыления 0.03 атом/ион соответствует энергии 0.05 кэВ; максимальный – 1.35 атом/ион при 7 кэВ, далее происходит уменьшение коэффициента распыления до 1.05 атом/ион при 250 кэВ, что связано с внедрением и имплантацией ионов в структуру материала.

Снимок СЭМ свидетельствует об анизотропном ионном травлении Si. Угол относительно плоскости подложки составил $(105 \pm 0.2)^\circ$. Показатель анизотропии $K_a = 3.58$.

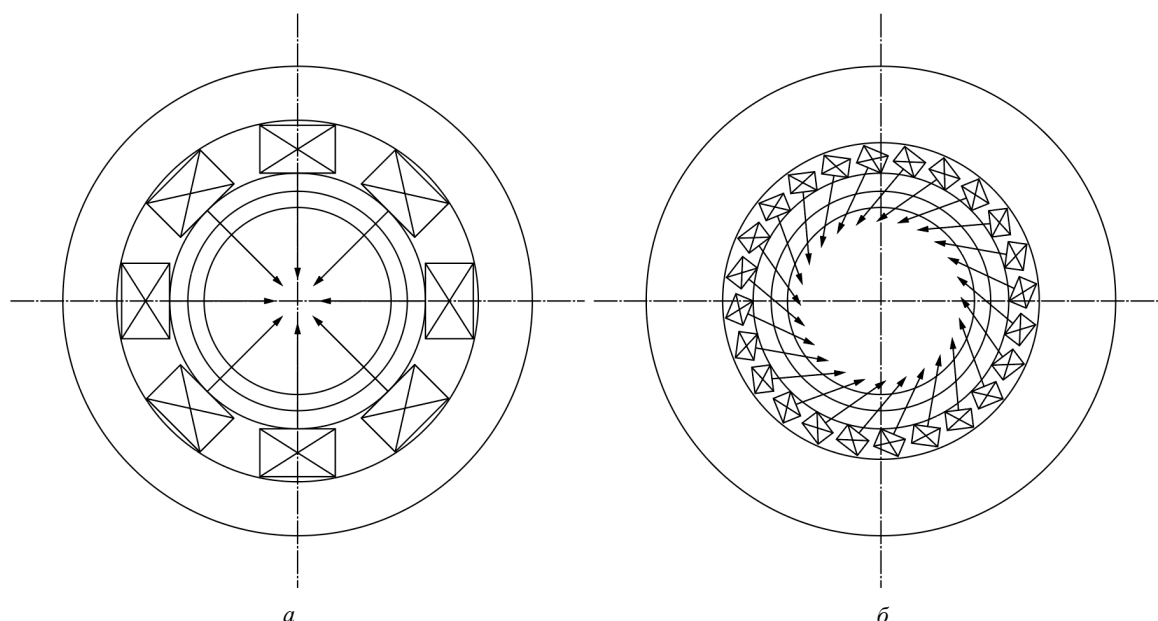


Рис. 8. Схемы внешних магнитных систем с векторами магнитного поля: *a* – в направлении оси ионного источника; *б* – по касательной к каналу выхода ионов

Fig. 8. Schemes of external magnetic systems with magnetic field vectors: *a* – in the direction of the ion source axis; *б* – in the direction of the ion output channel

Обработка результатов эксперимента позволила рассчитать коэффициент распыления, равный 0.319 ± 0.025 атом/ион, который по зависимости (4) $Y(E)$ соответствует 0.371 ± 0.031 кэВ, что, в свою очередь, по теории Зигмунда – аналитическому выражению (1) – рассчитывается как 0.587 атом/ион. Данные значения не выбиваются из общего ряда экспериментальных ре-

зультатов, представленных различными научными группами в мире.

Полученные выражения для магнитного поля и распределения магнитных полей будут использованы при расчете и моделировании дополнительной внешней магнитной системы, изменяющей форму пучка ионов.

Список литературы

1. Плазменная технология в производстве СБИС / Д. Толливер, Р. Новицки, Д. Хесс и др.; под ред. Н. Айнспрук, Д. Браун, Е. С. Машкова; пер. с англ. Ю. М. Золотарева, В. В. Юдина. М.: Мир, 1987. 469 с.
2. Киреев В. Ю., Данилин Б. С., Кузнецов В. И. Плазмохимическое и ионно-химическое травление микроструктур. М.: Радио и связь, 1983. 126 с.
3. Ивановский Г. Ф., Петров В. И. Ионно-плазменная обработка материалов. М.: Радио и связь, 1986. 230 с.
4. Виноградов Г., Медников К. XORS-200A – базовый модуль травления для массовых производств 65–32 нм // *Электроника: наука, технология, бизнес*. 2022. № 5. С. 42–48. doi: 10.22184/1992-4178.2022.216.5.42.48
5. Брыкин А. Причины системных проблем в развитии радиоэлектронной и электронной промышленности России. Ч. 4: Конец 1970-х – начало 2000-х годов // *Электроника: наука, технология, бизнес*. 2021. № 7. С. 82–94. doi: 10.22184/1992-4178.2021.208.7.82.94
6. Запевалин А. И. Обзор высокоаспектных процессов травления кремния // *Современная техника и технологии*. 2014. № 6. URL: <https://technology.snauka.ru/2014/06/3970> (дата обращения: 23.06.2025).
7. Лютович А. С. Ионно-активированная кристаллизация пленок. Ташкент: Фан, 1982. 148 с.
8. Панфилов Ю. Нанесение тонких пленок в вакууме // *Технологии в электронной промышленности*. 2007. № 3. С. 76–80.
9. Купцов А. Д. Разработка системы отклонения источника ионов // *Перспективные материалы и высокоэффективные процессы обработки: сб. науч. тр. по материалам III Всерос. молодежной конф., Саратов, 22–23 мая 2024 г.* Саратов: Саратов. гос. техн. ун-т им. Гагарина Ю. А., 2024. С. 134–136.
10. Babushkin A. S., Uvarov I. V., Amirov I. I. Effect of low-energy ion-plasma treatment on residual stresses in thin chromium films // *Technical Physics*. 2018. Vol. 63, № 12. P. 1800–1807. doi: 10.1134/S1063784218120228

11. Sigmund P. Theory of sputtering. I. Sputtering yield of amorphous and polycrystalline targets // *Physical review*. 1969. Vol. 184, № 2. С. 383–416. doi: 10.1103/PhysRev.187.768
12. Behrisch R. Sputtering by particle bombardment I. Physical sputtering of single-element solids. Berlin, Heidelberg: Springer, 1981. 284 p. doi: 10.1007/3-540-10521-2
13. Andersen H. H., Bay H. L. Sputtering yield measurements // *Sputtering by Particle Bombardment I: Physical Sputtering of Single-Element Solids*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2005. P. 145–218. doi: 10.1007/3540105212_9
14. Absolute sputtering yield of Ti/TiN by Ar⁺/N⁺ at 400–700 eV / R. Ranjan, J. P. Allain, M. R. Hendricks, D. N. Ruzic // *J. of Vacuum Science & Technology A*. 2001. Vol. 19, № 3. P. 1004–1007. doi: 10.1116/1.1362678
15. Eckstein W. Sputtering yields // *Vacuum*. 2008. Vol. 82, iss. 9. P. 930–934. doi: 10.1016/j.vacuum.2007.12.004
16. Данилин Б. С. Применение низкотемпературной плазмы для нанесения тонких пленок. М.: Энергоатомиздат, 1989. 326 с.
17. Design of a liquid-phase magnetron sputtering small-sized source for the vacuum coating system MVTU-11-1MS / A. D. Kouptsov, D. D. Vasilev, S. V. Sidorova, K. M. Moiseev // *J. of Physics: Conf. Ser.* 2021. Vol. 1799, № 1. Art. № 012016. doi: 10.1088/1742-6596/1799/1/012016
18. Zalm P. C. Energy dependence of the sputtering yield of silicon bombarded with neon, argon, krypton and xenon ions // *J. of Applied Physics*. 1983. Vol. 54, № 5. P. 2660–2666. doi: 10.1063/1.332340
19. Gschneider K. A. Specific-heats of graphite intercalation compounds // *Solid State Physics*. 1964. Vol. 16, № 4. P. 275–282.
20. Andersen H. H., Bay H. L. Heavy-ion sputtering yield of silicon // *J. of Applied Physics*. 1975. Vol. 46, № 5. P. 1919–1921. doi: 10.1063/1.321889
21. Wilson W. D., Haggmark L. G., Biersack J. P. Calculations of nuclear stopping, ranges, and straggling in the low-energy region // *Physical Review B*. 1977. Vol. 15, № 5. Art. № 2458. doi: 10.1103/PhysRevB.15.2458
22. Tachi S., Miyake K., Tokuyama T. Chemical and Physical Roles of Individual Reactive Ions in Si Dry Etching // *Japanese J. of Applied Physics*. 1982. Vol. 21, № S1. С. 141.
23. Kirschner J., Etkorn H. W. Sputtering of amorphous silicon films by 0.5 to 5 keV Ar⁺ ions // *Applications of Surface Science*. 1979. Vol. 3, № 2. P. 251–271. doi: 10.1016/0378-5963(79)90024-2
24. Coburn J. W., Winters H. F., Chuang T. J. Ion-surface interactions in plasma etching // *J. Appl. Phys.* 1977. Vol. 48. P. 3532–3540. doi: 10.1063/1.324150
25. The sputtering of PtSi and NiSi / J. M. Poate, W. L. Brown, R. Homer, W. M. Augustyniak, J. W. Mayer, K. N. Tu, W. F. van der Weg // *Nuclear Instruments and Methods*. 1976. Vol. 132. P. 345–349. doi: 10.1016/0029-554X(76)90756-4
26. Southern A. L., Willis W. R., Robinson M. T. Sputtering Experiments with 1- to 5-keV Ar⁺ Ions // *J. Appl. Phys.* 1963. Vol. 34. P. 153–163. doi: 10.1063/1.1729057
27. Blank P., Wittmaack K. Energy and fluence dependence of the sputtering yield of silicon bombarded with argon and xenon // *J. Appl. Phys.* 1979. Vol. 50, № 3. P. 1519–1528. doi: 10.1063/1.326140
28. Wittmaack K., Poker D. B. Interface broadening in sputter depth profiling through alternating layers of isotopically purified silicon: I. Experimental results // *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms*. 1990. Vol. 47, № 3. P. 224–235.
29. Near threshold sputtering of Si and SiO₂ in a Cl₂ environment / D. J. Oostra, R. P. van Ingen, A. Haring, A. E. de Vries, G. N. A. van Veen // *Applied Physics Lett.* 1987. Vol. 50, № 21. P. 1506–1508. doi: 10.1063/1.97814
30. Laegreid N., Wehner G. K. Sputtering yields of metals for Ar⁺ and Ne⁺ ions with energies from 50 to 600 eV // *J. of Applied Physics*. 1961. Vol. 32, № 3. P. 365–369. doi: 10.1063/1.1736012
31. Sputtering Data / W. Eckstein, C. Garcí'a-Rosales, J. Roth, W. Ottenberger. Garching: M@:unchen, 1993. 342 p.
32. Gerlach-Meyer U., Coburn J. W., Kay E. Ion-enhanced gas-surface chemistry: The influence of the mass of the incident ion // *Surface Science*. 1981. Vol. 103, № 1. P. 177–188. doi: 10.1016/0039-6028(81)90106-0
33. Robinson M. T., Oen O. S. The channeling of energetic atoms in crystal lattices // *Appl. Phys. Lett.* 1963. Vol. 2, № 2. P. 30–32. doi: 10.1063/1.1753757
34. EerNisse E.P. Sputtering and strain of silicon by ion implantation // *J. of Applied Physics*. 1971. Vol. 42. P. 480–482. doi: 10.1063/1.1659630
35. Основы технологии электронной компонентной базы / А. А. Голишников, А. Ю. Красюков, С. А. Поломошнов, М. Г. Путря, В. И. Шевяков; под ред. Ю. А. Чаплыгина. М.: МИЭТ, 2013. 176 с.
36. Weber T. A. Surface Reconstruction of Si (100) // *MRS Online Proc. Library (OPL)*. 1985. Vol. 63. P. 163–166. doi: 10.1557/PROC-63-163
37. Ramstad A., Brocks G., Kelly P. J. Theoretical study of the Si (100) surface reconstruction // *Physical Review B*. 1995. Vol. 51, № 20. Art. № 14504. doi: 10.1103/PhysRevB.51.14504

38. Управление формой пучка технологического ионного источника для высокоточной обработки поверхности / Д. В. Духопельников, Е. В. Воробьев, С. Г. Ивахненко, Д. В. Кириллов // Вестн. Моск. гос.

техн. ун-та им. Н. Э. Баумана. Сер. Естественные науки. 2017. № 3 (72). С. 24–36.
doi: 10.18698/1812-3368-2017-3-24-36

Информация об авторах

Сидорова Светлана Владимировна – кандидат технических наук (2016), доцент кафедры электронных технологий в машиностроении Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана. Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – микро- и нанoeлектроника; тонкопленочные покрытия и наноразмерные структуры; вакуумные технологические процессы и оборудование. Адрес: Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия
E-mail: sidorova@bmstu.ru
<http://orcid.org/0000-0002-3002-1246>

Купцов Алексей Дмитриевич – магистр по специальности "Электроника и нанoeлектроника" (2021, Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана), ассистент, аспирант кафедры электронных технологий в машиностроении Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана. Автор 54 научных работ. Сфера научных интересов: микроэлектроника; атомно-силовая микроскопия; вакуумные технологические процессы и оборудование. Адрес: Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия
E-mail: alex-kouptsov@bmstu.ru
<https://orcid.org/0009-0002-3997-9722>

Пименов Илья Евгеньевич – магистр по специальности "Электроника и нанoeлектроника" (2023, Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана), инженер-конструктор силовой электроники, аспирант Федерального государственного унитарного предприятия "НАМИ". Автор 14 научных работ. Сфера научных интересов: микроэлектроника; СВЧ-электроника; накопители энергии; силовые установки транспортных средств; вакуумные технологические процессы и оборудование. Адрес: Федеральное государственное унитарное предприятие "НАМИ", ул. Автомоторная, д. 2, Москва, 125438, Россия
E-mail: iliya.pimenov@nami.ru
<https://orcid.org/0009-0004-9268-0206>

References

1. Tolliver D., Novitski R., Khess D. *Plazmennaya tekhnologiya v proizvodstve SBIS* [Plasma Technology in VLSI Production]. Ed. by N. Ainspruk, D. Braun, E. S. Mashkova. Moscow, *Mir*, 1987, 469 p. (In Russ.)
2. Kireev V. Yu., Danilin B. S., Kuznetsov V. I. *Plazmokhimicheskoe i ionno-khimicheskoe travlenie mikrostruktur* [Plasma-Chemical and Ion-Chemical Etching of Microstructures]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1983, 126 p. (In Russ.)
3. Ivanovskii G. F., Petrov V. I. *Ionno-plazmennaya obrabotka materialov* [Ion-Plasma Processing of Materials]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1986, 230 p. (In Russ.)
4. Vinogradov G., Mednikov K. XORS-200A Is a Basic Etching Module for 65–32 nm Mass Production. *Electronics: Science, Technology, Business*. 2022, no. 5, pp. 42–48. (In Russ.)
doi: 10.22184/1992-4178.2022.216.5.42.48
5. Brykin A. Sources of Systemic Problems in the Development of Radio-Electronic and Electronic Industry in Russia Part 4. Late 70s – Early 2000s. *Electronics: Science, Technology, Business*. 2021, no. 7, pp. 82–94.
doi: 10.22184/1992-4178.2021.208.7.82.94
6. Zapevalin A. I. An Overview of High-Aspect Process Silicon Etching. *Modern Technics and Technologies*. 2014,

- no. 6. Available at: <https://technology.snauka.ru/2014/06/3970> (accessed 23.06.2025).
7. Lyutovich A. S. *Ionno-aktivirovannaya kristallizatsiya plenok* [Ion-activated Crystallization of Films]. *Tashkent, Fan*, 1982, 148 p. (In Russ.)
8. Panfilov Yu. Deposition of Thin Films in Vacuum. *Technologies in the Electronics Industry*. 2007, no. 3, pp. 76–80. (In Russ.)
9. Kuptsov A. D. *Razrabotka sistemy otkloneniya istochnika ionov* [Development of an Ion Source Deflection System]. *Advanced Materials and Highly Efficient Processing: Collection of Scientific Papers Based on the Proc. of the III All-Russ. Youth Conf., Saratov, 22–23 May 2024*. Saratov, Saratov State Technical University n. a. Yu. A. Gagarin, 2024, pp. 134–136.
10. Babushkin A. S., Uvarov I. V., Amirov I. I. Effect of Low-Energy Ion-Plasma Treatment on Residual Stresses in Thin Chromium Films. *Technical Physics*. 2018, vol. 63, no. 12, pp. 1800–1807.
doi: 10.1134/S1063784218120228
11. Sigmund P. Theory of Sputtering. I. Sputtering Yield of Amorphous and Polycrystalline Targets. *Physical review*. 1969, vol. 184, no. 2, pp. 383–416.
doi: 10.1103/PhysRev.187.768

12. Behrisch R. Sputtering by Particle Bombardment I. Physical Sputtering of Single-Element Solids. Berlin, Heidelberg, Springer, 1981, 284 p.
doi: 10.1007/3-540-10521-2
13. Andersen H. H., Bay H. L. Sputtering Yield Measurements. Sputtering by Particle Bombardment I: Physical Sputtering of Single-Element Solids. Berlin, Heidelberg, Springer, 2005, pp. 145–218.
doi: 10.1007/3540105212_9
14. Ranjan R., Allain J. P., Hendricks M. R., Ruzic D. N. Absolute sputtering yield of Ti/TiN by Ar⁺/N⁺ at 400–700 eV. J. of Vacuum Science & Technology A. 2001, vol. 19, no. 3, pp. 1004–1007.
doi: 10.1116/1.1362678
15. Eckstein W. Sputtering Yields. Vacuum. 2008, vol. 82, iss. 9, pp. 930–934.
doi: 10.1016/j.vacuum.2007.12.004
16. Danilin B. S. *Primenenie nizkotemperaturnoi plazmy dlya naneseniya tonkikh plenok* [Application of Low-Temperature Plasma for Thin Film Deposition]. Moscow, *Energoatomizdat*, 1989, 326 p. (In Russ.)
17. Kouptsov A. D., Vasilev D. D., Sidorova S. V., Moiseev K. M. Design of a Liquid-Phase Magnetron Sputtering Small-Sized Source for the Vacuum Coating System MVTU-11-1MS. J. of Physics: Conf. Ser. 2021, vol. 1799, no. 1, art. no. 012016.
doi: 10.1088/1742-6596/1799/1/012016
18. Zalm P. C. Energy Dependence of the Sputtering Yield of Silicon Bombarded with Neon, Argon, Krypton and Xenon Ions. J. of Applied Physics. 1983, vol. 54, no. 5, pp. 2660–2666.
doi: 10.1063/1.332340
19. Gschneider K. A. Specific-Heats of Graphite Intercalation Compounds. Solid State Physics. 1964, vol. 16, no. 4, pp. 275–282.
20. Andersen H. H., Bay H. L. Heavy-Ion Sputtering Yield of Silicon. J. of Applied Physics. 1975, vol. 46, no. 5, pp. 1919–1921.
doi: 10.1063/1.321889
21. Wilson W. D., Haggmark L. G., Biersack J. P. Calculations of Nuclear Stopping, Ranges, and Straggling in the Low-Energy Region. Physical Review B. 1977, vol. 15, no. 5, art. no. 2458.
doi: 10.1103/PhysRevB.15.2458
22. Tachi S., Miyake K., Tokuyama T. Chemical and Physical Roles of Individual Reactive Ions in Si Dry Etching. Japanese J. of Applied Physics. 1982, vol. 21, no. S1, p. 141.
23. Kirschner J., Etzkorn H. W. Sputtering of Amorphous Silicon Films by 0.5 to 5 keV Ar⁺ Ions. Applications of Surface Science. 1979, vol. 3, no. 2, pp. 251–271.
doi: 10.1016/0378-5963(79)90024-2
24. Coburn J. W., Winters H. F., Chuang T. J. Ion-Surface Interactions in Plasma Etching. J. Appl. Phys. 1977, vol. 48, pp. 3532–3540.
doi: 10.1063/1.324150
25. Poate J. M., Brown W. L., Homer R., Augustyniak W. M., Mayer J. W., Tu K. N., van der Weg W. F. The sputtering of PtSi and NiSi. Nuclear Instruments and Methods. 1976, vol. 132, pp. 345–349.
doi: 10.1016/0029-554X(76)90756-4
26. Southern A. L., Willis W. R., Robinson M. T. Sputtering Experiments with 1- to 5-keV Ar⁺ Ions. J. Appl. Phys. 1963, vol. 34, pp. 153–163.
doi: 10.1063/1.1729057
27. Blank P., Wittmaack K. Energy and Fluence Dependence of the Sputtering Yield of Silicon Bombarded With Argon And Xenon. J. Appl. Phys. 1979, vol. 50, no. 3, pp. 1519–1528.
doi: 10.1063/1.326140
28. Wittmaack K., Poker D. B. Interface Broadening in Sputter Depth Profiling through Alternating Layers of Isotopically Purified Silicon: I. Experimental Results. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms. 1990, vol. 47, no. 3, pp. 224–235.
29. Oostra D. J., van Ingen R. P., Haring A., de Vries A. E., van Veen G. N. A. Near Threshold Sputtering of Si and SiO₂ in a Cl₂ Environment. Applied Physics Lett. 1987, vol. 50, no. 21, pp. 1506–1508.
doi: 10.1063/1.97814
30. Laegreid N., Wehner G. K. Sputtering Yields of Metals for Ar⁺ and Ne⁺ Ions with Energies from 50 to 600 eV. J. of Applied Physics. 1961, vol. 32, no. 3, pp. 365–369.
doi: 10.1063/1.1736012
31. Eckstein W., Garcí'a-Rosales C., Roth J., Ottenberger W. Sputtering Data. Garching, M@:unchen, 1993, 342 p.
32. Gerlach-Meyer U., Coburn J. W., Kay E. Ion-enhanced gas-surface chemistry: The influence of the mass of the incident ion. Surface Science. 1981, vol. 103, no. 1, pp. 177–188.
doi: 10.1016/0039-6028(81)90106-0
33. Robinson M. T., Oen O. S. The Channeling of Energetic Atoms in Crystal Lattices. Appl. Phys. Lett. 1963, vol. 2, no. 2, pp. 30–32.
doi: 10.1063/1.1753757
34. EerNisse E. P. Sputtering and Strain of Silicon By Ion Implantation. J. of Applied Physics. 1971, vol. 42, pp. 480–482.
doi: 10.1063/1.1659630
35. Golishnikov A. A., Krasnyukov A. Yu., Polomoshnov S. A., Putrya M. G., Shevyakov V. I. *Osnovy tekhnologii elektronnoi komponentnoi bazy* [Fundamentals of Electronic Component Base Technology]. Ed. by Yu. A. Chaplygina. Moscow, *MIET*, 2013, 176 p. (In Russ.)
36. Weber T. A. Surface Reconstruction of Si (100). MRS Online Proc. Library (OPL). 1985, vol. 63, pp. 163–166.
doi: 10.1557/PROC-63-163
37. Ramstad A., Brocks G., Kelly P. J. Theoretical Study of the Si (100) Surface Reconstruction. Physical Review B. 1995, vol. 51, no. 20, art. no. 14504.
doi: 10.1103/PhysRevB.51.14504
38. Dukhopel'nikov D. V., Vorob'ev E. V., Ivakhnenko S. G., Kirillov D. V. Shape Control of the Technological

Ion Source Beam for High-Precision Surface Treatment. ty. Series Natural Sciences. 2017, no. 3 (72), pp. 24–36.
Herald of the Bauman Moscow State Technical University. doi: 10.18698/1812-3368-2017-3-24-36

Information about the authors

Svetlana V. Sidorova, Cand. Sci. (Eng.) (2016), Associate Professor of the Department of Electronic Technologies in Mechanical Engineering of Bauman Moscow State Technical University. The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: micro- and nanoelectronics; thin-film coatings and nanoscale structures; vacuum technological processes and equipment.

Address: Bauman Moscow State Technical University, 5, build. 1, 2nd Bauman St., Moscow 105005, Russia

E-mail: sidorova@bmstu.ru

<http://orcid.org/0000-0002-3002-1246>

Alexey D. Kouptsov, Master's Degree in Electronics and Nanoelectronics (2021, Bauman Moscow State Technical University), Assistant, Postgraduate student of the Department of Electronic Technologies in Mechanical Engineering of Bauman Moscow State Technical University. The author of 54 scientific publications. Area of expertise: microelectronics; atomic force microscopy; vacuum technological processes and equipment.

Address: Bauman Moscow State Technical University, 5, build. 1, 2nd Bauman St., Moscow 105005, Russia

E-mail: alex-kouptsov@bmstu.ru

<https://orcid.org/0009-0002-3997-9722>

Ilya E. Pimenov, Master's Degree in Electronics and Nanoelectronics (2023, Bauman Moscow State Technical University), power electronics design engineer, Postgraduate student of Federal State Unitary Enterprise "NAMI". The author of more than 14 scientific publications. Area of expertise: microelectronics; microwave electronics; energy storage; power plants of vehicles; vacuum technological processes and equipment.

Address: Federal State Unitary Enterprise "NAMI", 2, Avtomotornaya St., Moscow 125438, Russia

E-mail: iliya.pimenov@nami.ru

<https://orcid.org/0009-0004-9268-0206>

Комплексное исследование точности позиционирования устройств в сетях LTE в условиях прямой видимости

Х. К. Хыя[✉], Г. А. Фокин

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Россия

[✉] khya.khk@sut.ru

Аннотация

Введение. Активное развитие технологий подвижной радиосвязи 5G и Beyond 5G не снижает актуальности и востребованности исследований точности позиционирования в повсеместно развернутых сетях 4G LTE. В настоящей статье представлены оригинальные результаты комплексного исследования точности позиционирования устройств в сетях LTE в условиях прямой видимости.

Цель работы. Научное обоснование возможности достижения точности оценок координат пользовательского устройства (user equipment – UE) менее одного метра при надлежащем выборе параметров опорных сигналов позиционирования (positioning reference signal – PRS) и конфигурации сети радиодоступа LTE.

Материалы и методы. Выполнена оценка пределов точности первичных измерений времени прихода сигнала (TOA) в отдельной радиолинии между базовой станцией (eNB) и UE по опорным сигналам позиционирования PRS методами математического и имитационного моделирования, включая вычисление нижней границы Крамера–Рао для первичных измерений TOA, исследованы алгоритмы оценки TOA методом максимального правдоподобия и оценки Фитца. Показаны пределы точности оценок координат при вторичной обработке первичных измерений TOA методом наблюдаемой разности времен прихода сигналов (OTDOA).

Результаты. Установлено, что увеличение полосы пропускания PRS приводит к снижению среднеквадратичной ошибки (RMSE) позиционирования. При использовании 6 ресурсных блоков точность позиционирования менее 1 м достигается в скоординированной сети. В нескоординированных сетях влияние межсотовых помех значительно ухудшает точность, особенно вблизи eNB, где RMSE может достигать 100 м.

Заключение. Проведенное исследование подтверждает возможность достижения дециметровой точности позиционирования UE в сетях LTE в условиях прямой видимости eNB. Полученные результаты имеют практическую значимость для оптимизации параметров сети и могут служить основой для дальнейших исследований.

Ключевые слова: LTE, OTDOA, позиционирование, PRS, НГКР, SINR, SNR

Для цитирования: Хыя Х. К., Фокин Г. А. Комплексное исследование точности позиционирования устройств в сетях LTE в условиях прямой видимости // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 1. С. 55–75.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-55-75

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 27.04.2025; принята к публикации после рецензирования 25.07.2025; опубликована онлайн 27.02.2026



Integrated Study of Device Positioning Accuracy in LTE Networks under Line-of-Sight Conditions

Huy C. Hua[✉], Grigoriy A. Fokin

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University
of Telecommunications, St Petersburg, Russia

✉ khya.khk@sut.ru

Abstract

Introduction. The rapid development of 5G and Beyond 5G mobile radio technologies does not diminish the importance of research into the accuracy of positioning in widely deployed 4G LTE networks. This paper presents the original results of an integrated study into the accuracy of device positioning in LTE networks under line-of-sight (LOS) conditions.

Aim. To substantiate the possibility of achieving an accuracy of user equipment (UE) coordinates of less than one meter with the proper selection of PRS signal parameters and LTE radio access network configuration.

Materials and methods. The accuracy limits of primary time-of-arrival (TOA) measurements in a separate radio link between a base station (eNB) and a UE using PRS positioning reference signals were assessed using mathematical modeling and simulation methods, including calculating the Cramer-Rao lower bound for primary TOA measurements. The maximum-likelihood and Fitz-likelihood TOA estimation algorithms were investigated. The accuracy limits of coordinate estimates are demonstrated during secondary processing of primary TOA measurements using the observed time difference of arrival (OTDOA) method.

Results. An increase in the PRS signal bandwidth was established to lead to a decrease in the root mean square error (RMSE) of positioning. When using six resource blocks, positioning accuracy of less than 1 m in a coordinated network is achieved. In uncoordinated networks, the effect of intercell interference significantly degrades accuracy, in the vicinity of base stations in particular, where RMSE can reach 100 m.

Conclusion. The study confirms the feasibility of achieving decimeter-level UE positioning accuracy in LTE networks under line-of-sight conditions with the eNB. The results obtained have practical implications for network optimization and can serve as a basis for further research.

Keywords: LTE, OTDOA, Positioning, PRS, ИГКР, SINR, SNR

For citation: Hua H. C., Fokin G. A. Integrated Study of Device Positioning Accuracy in LTE Networks under Line-of-Sight Conditions. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 1, pp. 55–75.
doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-55-75

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

Submitted 27.04.2025; accepted 25.07.2025; published online 27.02.2026

Введение. В современных сетях беспроводных коммуникаций LTE применяется комплекс методов и средств позиционирования, включающий:

– глобальную навигационную спутниковую систему (ГНСС, Global Navigation Satellite System – GNSS);

– систему ГНСС с ассистированием (Assisted GNSS – A-GNSS), в которой информация о бортовых эфемеридах и альманахах передается по наземным сетям сотовой связи для сокращения времени оценки координат при первоначальном включении [1];

– улучшенное определение местоположения (ОМП) по принадлежности к соте E-CID (Enhanced Cell ID);

– метод наблюдаемой разности времен прихода сигналов (Observed Time Difference of Arrival – OTDOA), являющийся основным для сетей LTE [2, 3].

Метод A-GNSS в городских условиях и внутри помещений, где отсутствует прямая видимость (Line of Sight – LOS) спутников, зачастую характеризуется низкой точностью ОМП [4], что

вынуждает использовать технологию E-CID в качестве дополнительного решения. Однако ее точность зачастую недостаточна для реализации высокоточного позиционирования пользовательских устройств (User Equipment – UE) [3, 5].

В связи с этим метод OTDOA остается одним из наиболее перспективных для обеспечения точности определения координат в сетях LTE [6, 7]. Точность позиционирования указанным методом в условиях LOS в радиолиниях между базовой станцией (E-UTRAN node B – eNB) и UE зависит от следующего комплекса факторов:

- точности первичных измерений времени прихода сигналов (Time of Arrival – TOA) [8, 9];
- геометрического фактора снижения точности (Geometric Dilution of Precision – GDOP), определяемого расположением eNB сети радиодоступа E-UTRAN [10];
- отношения сигнал/шум (Signal to Noise Ratio – SNR) в радиолиниях между eNB и UE [11, 12];
- отношения сигнал/(шум+помеха) (Signal to Interference Plus Noise Ratio – SINR) в радиолиниях между eNB и UE [13, 14];
- применяемого алгоритма обработки первичных измерений [15];
- применяемого алгоритма вторичной обработки и оценки координат [3];
- точности синхронизации eNB [13, 16].

В настоящей статье выполнены оценка нижней границы Крамера–Рао (НГКР, Cramer–Rao Lower Bound – CRLB) [17] для точности первичных измерений TOA, а также оценка НГКР точности вторичной обработки с результирующей оценкой координат [18]. В результате получена оценка точности позиционирования в сетях LTE в условиях LOS с учетом первых четырех перечисленных факторов.

Теоретическая часть. Метод OTDOA, указанный в стандарте LTE как процедура пози-

онирования в нисходящем канале, основан на оценке UE разности TOA в этом канале от нескольких eNB [19]. Поскольку местоположение eNB для UE изначально неизвестно, протокол позиционирования (LTE Positioning Protocol – LPP) передает измерения UE на сервер местоположения (Evolved Serving Mobile Location Center – E-SMLC) [20]. На основе измерений UE сервер E-SMLC вычисляет его координаты с использованием методов трилатерации, после чего информация о местоположении передается обратно пользователю UE [18–20]. Помимо координат UE могут быть предоставлены вспомогательные данные для выполнения первичных измерений. Основное внимание в настоящей статье сосредоточено на оценке точности позиционирования по опорным сигналам позиционирования (Positioning Reference Signal – PRS) стандарта LTE.

На физическом уровне стандарт LTE использует технологию ортогонального частотно-мультиплексирования (OFDM) [19]. Весь канальный ресурс разбивается на ресурсные блоки (Resource Blocks – RB). Один RB охватывает полосу 180 кГц, в которой равномерно расположены 12 поднесущих, а также одного временного слота, содержащего 6 или 7 символов OFDM общей длительностью 0.5 мс [18–20]. В табл. 1 представлены параметры физических RB, определенных в стандарте 3GPP TS 36.104 [21]. Количество RB определяется шириной полосы частот стандарта LTE. Остальные параметры необходимы для учета активных опорных поднесущих при оценке мощности переданного сигнала.

Параметры сигналов синхронизации полностью известны, поэтому данные сигналы могут использоваться для измерения расстояния. К ним относятся первичный сигнал син-

Табл. 1. Параметры физических ресурсных блоков

Tab. 1. Physical resource block parameters

Ширина полосы частот (\bar{B}), МГц	Занимаемая полоса (B), МГц	Количество RB (N_{RB})	Размерность БПФ (N_{FFT})	Количество поднесущих	Частота дискретизации (F_s), МГц
1.4	1.08	6	128	72	1.92
3.0	2.70	15	256	180	3.84
5.0	4.50	25	512	300	7.68
10.0	9.00	50	1024	600	15.36
15.0	13.50	75	1536	900	30.72
20.0	18.00	100	2048	1200	30.72

хронизации (Primary Synchronization Signal – PSS), основанный на последовательности Задова–Чу (Zadoff–Chu – ZC) [18], и вторичный сигнал синхронизации (Secondary Synchronization Signal – SSS), использующий m -последовательность длиной 31. PSS и SSS передаются на 62 поднесущих, расположенных симметрично относительно центральной поднесущей [18]*. Эти сигналы используются для поиска соты UE и начальной синхронизации с ближайшей eNB [19].

Следует отметить, что в сетях стандарта LTE передача опорных сигналов и данных на всех частотах ведется одновременно. Это приводит к тому, что сигнал eNB обслуживающей соты, принимаемый UE, интерферирует с сигналами eNB соседних сот. В результате межсотовой интерференции возникают внутрисистемные помехи, известные как проблема (эффект) ближней-дальней зоны. Суть этой известной в сетях подвижной связи проблемы при работе eNB на одинаковых частотах заключается в том, что опорный сигнал, принимаемый UE от близкорасположенной eNB, по уровню значительно превосходит опорные сигналы других eNB, расположенных дальше. Указанное обстоятельство существенно затрудняет одновременный прием сигналов удаленных eNB, в то время как для задач сетевого позиционирования UE на плоскости необходим одновременный прием опорных сигналов не менее трех eNB.

Для решения этой проблемы в девятом релизе LTE введены PRS, предназначенные исключительно для целей ОМП. Эти опорные сигналы передаются разными eNB в шести различных ресурсных элементах, поэтому ортогональны в частотно-временной области. Ортогонализация шести сигналов PRS позволяет минимизировать эффект ближней-дальней зоны и, таким образом, повысить точность первичных дальномерных измерений [16, 19]. Важно подчеркнуть, что сигнал PRS не только распределяется по поднесущим одного OFDM-символа, но рассредоточен во времени и по частоте на основе использования псевдослучай-

* Поскольку PSS и SSS занимают одни и те же поднесущие частоты, далее они рассмотрены как единый сигнал синхронизации SS.

ных последовательностей, основанных на последовательности Голда длиной 31 [15].

Нижняя граница Крамера–Рао. НГКР определяет нижнюю границу дисперсии оценки неизвестного параметра, выражая ее через информацию Фишера, и известна как метрика максимально достижимой точности несмещенного алгоритма оценки, работающего в условиях радиоканала, характеризуемого значением SNR [20].

Для оценки НГКР формализуем комплексный OFDM-сигнал в основной (информационной) полосе частот (baseband signal) $x(t)$. На интервале одного OFDM-символа сигнал может быть представлен выражением [20]

$$x_n(t) = \sqrt{\frac{2C}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} d_n p_n e^{j \frac{2\pi n t}{N}}, \quad (1)$$

где C – мощность несущей переданного сигнала; N – общее число поднесущих; $n = 0, \dots, N-1$ – индекс поднесущей внутри одного OFDM-символа (нумерация согласно 3GPP TS 36.211 [24]); d_n – опорный символ, передаваемый на n -й поднесущей; p_n – относительная мощность опорного символа d_n ,

удовлетворяющая условию $\sum_{n=0}^{N-1} p_n^2 = N$, что

обеспечивает ограничение на мощность несущей переданного сигнала C .

Период OFDM-символа $T_s = 1/F_{sc}$ определяется разносом поднесущих F_{sc} . Представление (1) позволяет проводить анализ OFDM-сигналов для оценки точности первичных измерений в зависимости от ширины полосы и распределения поднесущих.

Поскольку сигнал OFDM в (1) полностью известен, НГКР оценки погрешности временной задержки $\hat{\tau}$ (Time Delay Estimation – TDE) истинного времени прихода этого сигнала τ по опорным сигналам LTE получена из общего определения, приведенного в [22]:

$$\text{var}(\hat{\tau}) \geq \text{CRLB}(\tau) = \frac{1}{\frac{E_s}{N_0/2} \bar{F}^2},$$

где $E_s = CT_s$ – энергия символа переданного

сигнала; N_0 – спектральная плотность мощности шума; \bar{F} – среднеквадратическая ширина полосы OFDM-сигнала по Габору.

Отношение сигнал/шум $\text{SNR} = (C/B)/N_0$ характеризует отношение спектральной плотности мощности сигнала (C/B) к спектральной плотности мощности шума (B – ширина полосы сигнала).

Квадрат среднеквадратической ширины полосы OFDM-сигнала по Габору определяется следующим образом [20]:

$$\bar{F}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |X(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df},$$

где $X(f)$ – представление OFDM-сигнала в частотной области, полученное прямым преобразованием Фурье сигнала $x_n(t)$.

При допущении о прямоугольной форме спектральной плотности мощности квадрат среднеквадратической ширины полосы может быть приближенно определен как [20]

$$\begin{aligned} \bar{F}^2 &= \frac{\frac{1}{N} \sum_{n \in \eta_a} (2\pi n F_{sc}) |X(n F_{sc})|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n \in \eta_a} |X(n F_{sc})|^2} = \\ &= 4\pi^2 \frac{F_{sc}}{N} \sum_{n \in \eta_a} p_n^2 n^2, \end{aligned}$$

где η_a – подмножество индексов активных опорных поднесущих $N_a \leq N$.

Таким образом, без учета наличия циклического префикса НГКР погрешности оценки временной задержки τ , основанная на опорных сигналах LTE (и в целом для любого OFDM-сигнала в пределах одного символа), определяется выражением [20]

$$\text{CRLB}(\tau) = \frac{T_s^2}{8\pi^2 \text{SNR} \sum_{n \in \eta_a} p_n^2 n^2}. \quad (2)$$

Сумма квадратов индексов поднесущих определена по выражению [23]

$$\sum_{n=0}^m n^2 = \frac{m(m+1)(2m+1)}{6}.$$

Согласно 3GPP TS 36.211 [24], распределение опорных поднесущих в сигнале LTE определяется множеством

$$\eta_{SS} = \{-31, -30, \dots, -2, -1, 1, 2, \dots, 30, 31\}$$

для сигналов синхронизации SS и

$$\eta_{RS} = \{-6(\lambda_{RS} + 1), \lambda_{RS} + 1\} + \theta_{RS}$$

для опорных сигналов соты (Cell Specific Reference Signals – CRS) и позиционирования PRS*, где $\lambda_{RS} = [0, 1, 2, \dots, N_{RB} - 1]$ – вектор индексов; θ_{RS} – фаза опорного сигнала.

Нумерация индексов поднесущих для опорных сигналов SS выполняется относительно центральной (нулевой) поднесущей, на которой опорные сигналы не передаются. Границы номеров поднесущих в пределах ± 31 определены стандартом 3GPP TS 36.211 [24], согласно которому сигналы SS передаются на 62 поднесущих, расположенных симметрично относительно центральной поднесущей. Количество RB N_{RB} стандартизировано 3GPP TS 36.104 [21] и представлено в табл. 1. Вектор λ_{RS} введен для учета индексов поднесущих опорных сигналов RS при имитационном моделировании [18].

С учетом определения множества N_{SS} сумма квадратов индексов поднесущих сигналов синхронизации равна:

$$\sum_{n \in \eta_{SS}} n^2 = 2 \sum_{n=0}^{31} n^2 = 20\,832.$$

С учетом определения множества N_{RS} сумма квадратов индексов поднесущих опорных сигналов равна:

$$\begin{aligned} \sum_{n \in \eta_{RS}} n^2 &= \\ &= \sum_{\lambda_{RS}=0}^{N_{RB}-1} [-6(\lambda_{RS} + 1)]^2 + \sum_{\lambda_{RS}=0}^{N_{RB}-1} (6\lambda_{RS} + 1)^2 = \\ &= N_{RB} (24N_{RB}^2 + 6N_{RB} + 7). \end{aligned}$$

* Опорные сигналы соты CRS и опорные сигналы позиционирования PRS передаются на одних и тех же частотах. Поэтому далее они рассматриваются как опорный единый сигнал RS.

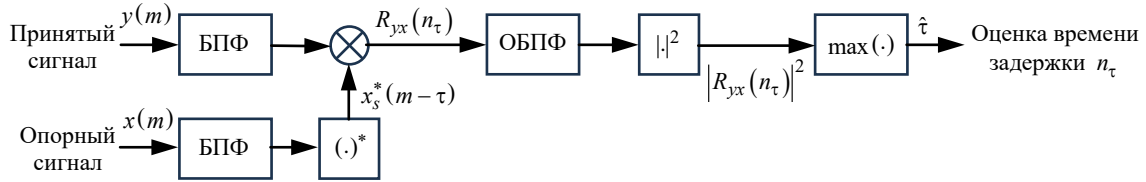


Рис. 1. Реализация корреляции на приемнике с использованием БПФ

Fig. 1. Implementing correlation at the receiver using FFT

Полученные выражения далее использованы в (2) для оценки НГКР и построения графиков зависимости среднеквадратической ошибки (Root Mean Square Error – RMSE) от отношения мощности сигнала к спектральной плотности мощности шума C/N_0 .

После определения нижней границы для временной синхронизации в LTE рассмотрим метод оценки максимального правдоподобия (Maximum Likelihood Estimation – MLE).

Метод максимального правдоподобия. Названный метод позволяет оценить точность первичных измерений дальности с использованием опорных сигналов LTE в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ).

При использовании в приемнике LTE частоты дискретизации $F_s = N_{\text{FFT}}/T_s$, определяемой T_s и N_{FFT} (см. табл. 1), модель baseband-сигнала $x_n(t)$ в дискретном времени имеет вид: $x(m) = x_n(m/F_s)$. Тогда принятый сигнал в дискретном времени определяется выражением [20]

$$y(m) = x(m, n_\tau) + \omega(m),$$

где $n_\tau = \tau F_s$ – временная задержка в единицах дискретного времени; $\omega(m)$ – выборка шума.

Метод MLE основан на корреляции принятого сигнала $y(m)$ с циклически сдвинутой и сопряженной версией $x_s^*(m)$ опорного сигнала $x(m)$, который предполагается периодическим (т. е. круговая корреляция). Максимальное значение взаимно-корреляционной функции (ВКФ) этих сигналов определяется как

$$R_{yx}(n_\tau) = \sum_{m=0}^{N-1} y(m)x_s^*(m - n_\tau). \quad (3)$$

Оценка задержки $\hat{\tau}$ во временных единицах определяется следующим образом [15]:

$$\hat{\tau} = \frac{1}{F_s} \arg \max \left\{ |R_{yx}(n_\tau)|^2 \right\}. \quad (4)$$

Рассмотренная операция эквивалентна работе согласованного фильтра, а сам метод MLE может быть эффективно реализован с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ), как показано на рис. 1 [25].

При наличии опорного сигнала метод MLE базируется на максимизации корреляционных функций между принятым сигналом и всеми переданными опорными сигналами.

Согласно (4) оценка MLE получается посредством определения временной задержки, при которой ВКФ (3) достигает максимума (корреляционного пика). Рассмотрим только переданный сигнал, определив автокорреляционную функцию (АКФ) дискретного сигнала $x(m)$:

$$R_{xx}(\tau) = \sum_{m=0}^{N-1} x(m)x_s^*(m - n_\tau). \quad (5)$$

На рис. 2, полученном на основе (5) в среде MATLAB, представлены АКФ $R_{xx}(n_\tau)$ сигналов синхронизации и опорных сигналов при различных конфигурациях полосы пропускания в LTE*.

На основании рис. 2 получены оценки модуля расстояния по АКФ опорных сигналов в зависимости от количества RB, представленные в табл. 2.

Алгоритм оценки Фитца. Метод MLE широко применяется для частотно-временной синхронизации (двумерного поиска ошибок по временной задержке и несущей частоте) в прием-

* Для интерпретации результатов в метрической системе временной сдвиг n_τ пересчитан в расстояние по формуле $\Delta l = cn_\tau/F_s$, где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света.

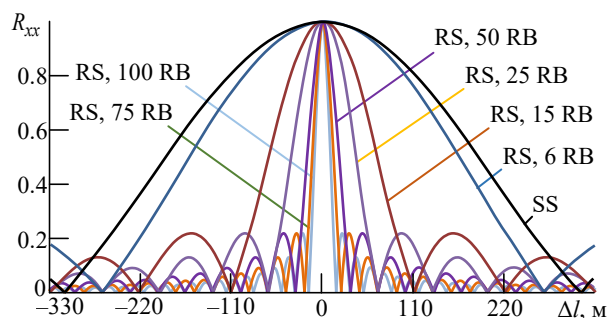


Рис. 2. АКФ сигналов синхронизации и опорных сигналов для одного OFDM-символа

Fig. 2. ACF of synchronization signals and reference signals for one OFDM symbol

Табл. 2. Разрешение модуля оценки расстояния по опорным сигналам в различных конфигурациях

Tab. 2. Resolution of the reference distance estimation in different configurations

N_{RB}	Разрешение расстояния, м
6	270.3
15	109.9
25	66.2
50	33.2
75	22.2
100	16.6

никах GNSS [15]. Практическая реализация метода MLE сталкивается с двумя основными проблемами. Во-первых, это высокая вычислительная сложность для широкодоступного приемника. Поскольку шаг поиска по задержке определен периодом дискретизации, для повышения точности может потребоваться передискретизация, что существенно усложнит реализацию приемника. Во-вторых, метод MLE требует полного знания формы принимаемого сигнала, что применимо при анализе опорных сигналов; однако его нельзя напрямую применять при приеме неизвестных заранее символов данных.

В силу этих ограничений для оценки времени прихода по опорным сигналам стандарта LTE вместо метода MLE на практике целесообразно использовать более практичный алгоритм оценки временной задержки. Традиционно в OFDM-системах грубая синхронизация по времени выполняется с использованием слепых методов [26], а точная синхронизация – с помощью замкнутых контуров автоподстройки [27, 28]. Однако для точной синхронизации также можно применять методы с открытым контуром автоподстройки, что будет показано далее.

Принятый OFDM-сигнал из совокупности поднесущих, умноженный на его комплексно-

сопряженную версию в отсутствие частотного и фазового смещений в частотной области, представляется выражением [20]

$$s(n) = F\{y(m)\}b_n^* = e^{j\frac{2\pi n n_\tau}{N}} + \Omega(n),$$

где n – индекс поднесущей; $b_n = d_n p_n$ – комплексный символ, передаваемый на n -й поднесущей; $\Omega(n)$ – компонент аддитивного шума в частотной области, полученный БПФ $\omega(n)$. Для оценки задержки n_τ во временной области на основе преобразования Фурье воспользуемся известным свойством временного сдвига этого преобразования:

$$F\{x(m \pm n_\tau)\} = X(n)e^{\pm j\frac{2\pi n n_\tau}{N}}.$$

Таким образом, задача оценки временного сдвига аналогична задаче оценки частоты, что позволяет использовать известные методы MLE для оценки частоты при определении временной задержки n_τ после выполнения БПФ.

В настоящей статье используется алгоритм оценки Фитца [20], поскольку он способен достигать НКГР даже при малом SNR.

Алгоритм оценки Фитца представляет собой приближенный метод MLE оценки частоты синусоиды в канале с АБГШ, при котором максимум достигается в периодограмме. Этот максимум можно оценить с помощью ненормализованной АКФ. Поскольку опорные символы в OFDM-сигнале распределены по всему спектру, для оценки максимума можно использовать лишь несколько отсчетов выходного сигнала БПФ. Поэтому практическая реализация алгоритма оценки Фитца требует предварительной модификации индексов суммирования.

Пусть модифицированная АКФ определяется как

$$R'_{xx}(l) = \sum_{n \in A_0} s(n)s^*(n-l),$$

где подмножество доступных поднесущих n для корреляционного сдвига l определяется как $A_0 = \{z \in N | z, (z-l) \in \eta_a\}$, что приводит к АКФ вида

$$R_{xx}(l) = e^{j\frac{2\pi n\tau l}{N}} + \omega''(l),$$

где $\omega''(l)$ – составляющая шума. Тогда оценка задержки $\hat{\tau}$ с использованием алгоритма Фитца для PRS стандарта LTE выражается как

$$\hat{\tau} = \frac{T_s}{2\pi} \frac{\sum_{m \in A_1} \arg\{R(m)\}}{\sum_{m \in A_1} m}, \quad (6)$$

где $A_1 = (A_2 \cup A_3) \cap A_4$ – подмножество значений корреляционного сдвига для распределения PRS, причем:

$$A_2 = \{z\} \{z \in N | z = 6i; i = 1, 2, \dots, N_a/2 - 1\};$$

$$A_3 = \{z\} \{z \in N | z = 6i + 1; i = 1, 2, \dots, N_a - 1\};$$

$$A_4 = \{z\} \{z \in N | z \leq M; M \leq N\}.$$

Значение M ограничивает количество сдвигов, например [19]:

$$\sum_{m \in A_1} m = \begin{cases} 6, & M = 6; \\ (3N_a^2 - 5N_a - 2)/2, & M = N/2; \\ N_a(15N_a - 14)/4 - 1, & M = N. \end{cases}$$

Далее полученное выражение подставляется в (6) и используется для оценки временной задержки $\hat{\tau}$.

Исследование оценки точности первичных дальномерных измерений. Оценить точность первичных дальномерных измерений TOA можно с помощью метрики RMSE, которая определяется по формуле [20]:

$$\text{RMSE} = \sqrt{E[(\hat{\tau} - \tau)^2]},$$

где $E[\cdot]$ – оператор математического ожидания; $\hat{\tau}$ – оценка временной задержки, вычисляемая по (4) или (6) в зависимости от используемого алгоритма; τ – истинное значение TOA. При дальнейшем построении графиков значения задержек прихода сигнала пересчитаны в дальномерные измерения расстояния с использованием скорости света.

В рассматриваемом случае оценки MLE и Фитца являются несмещенными, следовательно, для опорных сигналов LTE вычисляется только СКО при учете максимальной мощности передачи.

Согласно стандарту 3GPP TR 36.942 [29], максимальная мощность eNB составляет 43 дБм для полосы пропускания, не превышающей 5 МГц, и 46 дБм для полос 10, 15 и 20 МГц.

В представленном анализе промоделирована передача только опорных сигналов, поэтому рассмотрено равномерное распределение мощности eNB по всем активным поднесущим, как показано на рис. 3, где изображена нормиро-

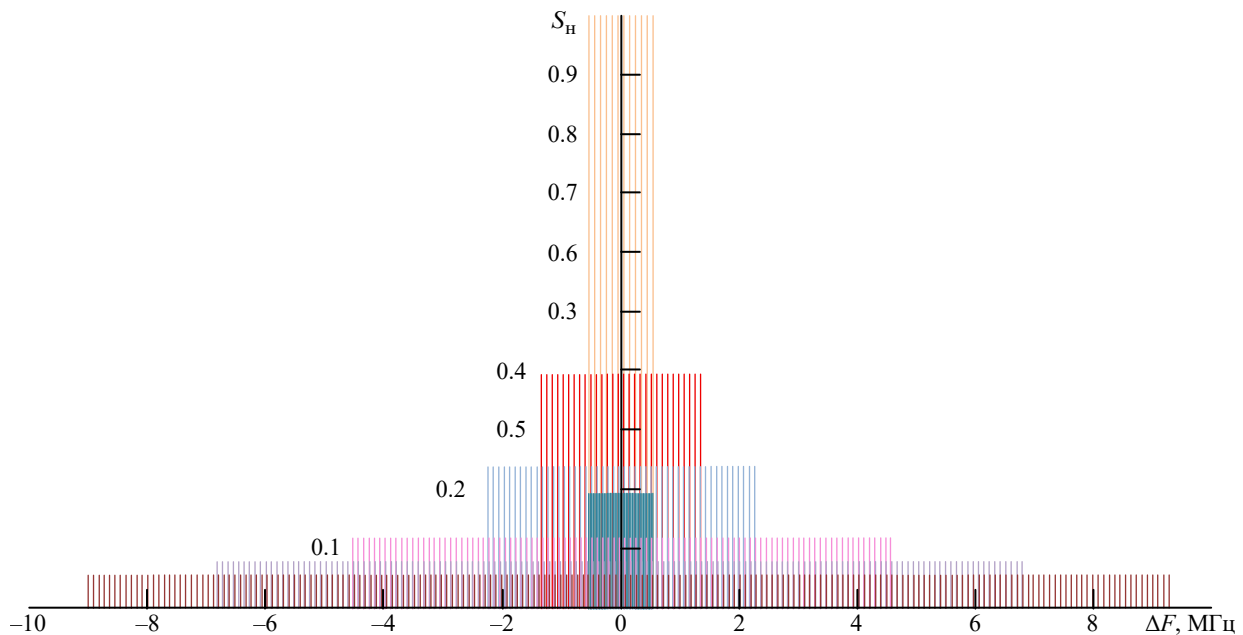


Рис. 3. Нормированная спектральная плотность мощности опорных сигналов

Fig. 3. Normalized power spectral density of reference signals

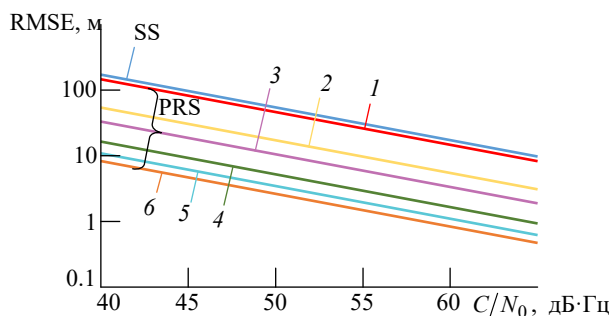


Рис. 4. Зависимость НГКР точности дальномерных измерений:
1 – $N_a = 12$, $B = 1.4$ МГц; 2 – $N_a = 30$, $B = 3$ МГц;
3 – $N_a = 50$, $B = 5$ МГц; 4 – $N_a = 100$, $B = 10$ МГц;
5 – $N_a = 150$, $B = 15$ МГц; 6 – $N_a = 200$, $B = 20$ МГц

Fig. 4. Dependence of the CRLB accuracy of TOA measurements:
1 – $N_a = 12$, $B = 1.4$ МГц; 2 – $N_a = 30$, $B = 3$ МГц;
3 – $N_a = 50$, $B = 5$ МГц; 4 – $N_a = 100$, $B = 10$ МГц;
5 – $N_a = 150$, $B = 15$ МГц; 6 – $N_a = 200$, $B = 20$ МГц

ванная спектральная плотность мощности опорных сигналов LTE S_H для каждой конфигурации полосы пропускания B^* .

На рис. 4 представлены зависимости НГКР погрешности первичных дальномерных измерений от значения C/N_0 для одного OFDM-символа; значение НГКР в метрах определено по формуле $RMSE = c\sqrt{CRLB(\tau)}$.

Анализ рис. 4 показывает, что увеличение C/N_0 приводит к снижению RMSE, что согласуется с теорией. Также видно, что использование сигналов PRS с увеличением ширины полосы значительно улучшает точность дальномерных измерений по сравнению с опорными сигналами син-

хронизации SS. При ширине полосы сигнала PRS 20 МГц достигается минимальная RMSE, что указывает на преимущество более широкополосных сигналов для задач оценки точности первичных дальномерных измерений. В частности, при отношении C/N_0 более 60 дБ·Гц теоретически достигается дециметровая точность первичных дальномерных измерений.

На рис. 5 показаны графики зависимостей RSME(SNR) для разных алгоритмов оценки первичных дальномерных измерений. RMSE вычислены по 10 000 реализациям Монте-Карло для согласованного фильтра (т. е. метода MLE) и адаптированного алгоритма оценки Фитца. Как видно из рис. 5, результаты оценки по алгоритму Фитца приближаются к результатам по методу MLE и достигают НГКР при увеличении числа сдвигов M вплоть до N . Кроме того, максимальная корреляционная задержка $M = N/2$ не является оптимальной в рассмотренном применении. Это связано с тем, что вследствие распределения опорных поднесущих значения АКФ $R_{xx}(l)$ для больших задержек корреляционного сдвига l вычисляются по очень малому числу пар, что снижает точность оценки.

Влияние межсотовых помех. Точность позиционирования в сетях LTE может значительно снижаться вследствие межсотовых помех, возникающих между eNB, работающими в одном частотном диапазоне. В настоящем разделе проанализировано влияние таких помех в трех типах

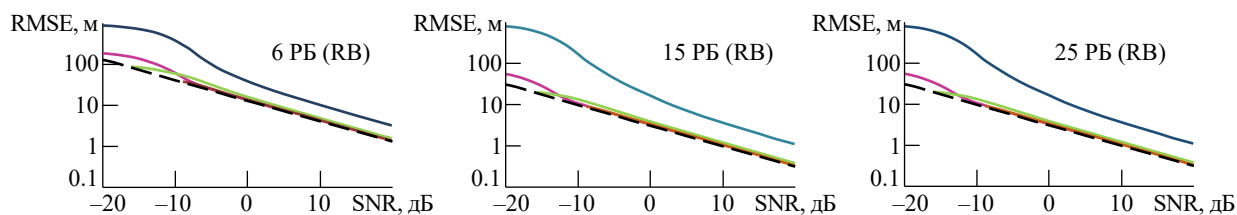


Рис. 5. RMSE алгоритмов оценки первичных дальномерных измерений: — алгоритм оценки Фитца, $M = 6$;
— алгоритм оценки Фитца, $M = N/2$; — алгоритм оценки Фитца, $M = N$; — метод MLE;
— — НГКР для одного OFDM-символа

Fig. 5. RMSE of algorithms for evaluating primary ranging measurements: — Fitz's evaluation algorithm, $M = 6$;
— Fitz's evaluation algorithm, $M = N/2$; — Fitz' evaluation algorithm, $M = N$; — MLE method;
— — CRLB for one OFDM-symbol

* На рис. 3 нормировка выполнена на мощность опорного сигнала, передаваемого в наиболее узкой полосе частот.

сетей радиодоступа LTE с использованием сигналов PRS в канале с АБГШ. Анализ проведен для полностью синхронизированных eNB при отсутствии временных смещений между ними.

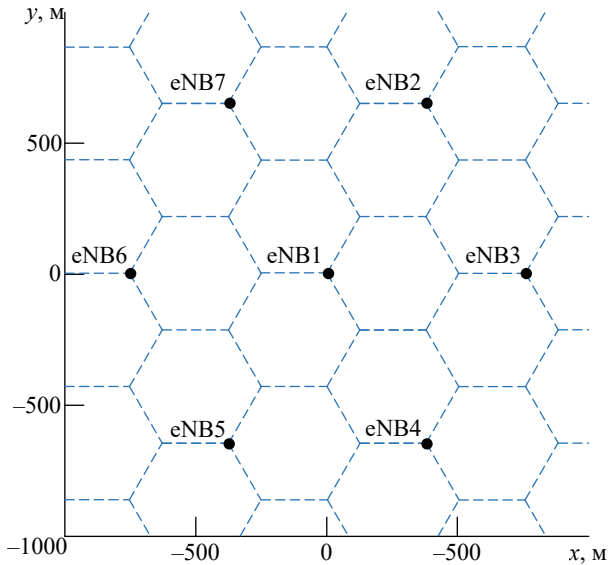


Рис. 6. Схема расположения eNB для моделирования
 Fig. 6. eNB layout for simulation

Исходные данные для исследования сценария. Исследованный сценарий LTE основан на типичной сотовой топологии сети радиодоступа. Про моделирована гексагональная структура из eNB с тремя секторами. Для антенн eNB принята ширина диаграммы направленности по уровню -3 дБ, равная 65° , расстояние между eNB составляет 750 м. Указанная топология соответствует рекомендациям по координированному развертыванию сети, изложенным в техническом отчете 3GPP TR 36.942 [29] (рис. 6).

Исследование сформированного сценария LTE реализовано в среде MATLAB. Основным параметром оценки явилось отношение сигнал/(шум + помеха) SINR, определяемое как отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности помех и шума:

$$\text{SINR} = \frac{P_{\text{signal}}}{P_{\text{noise}} + P_{\text{interference}}},$$

где P_{signal} – мощность полезного сигнала; P_{noise} – мощность шума; $P_{\text{interference}}$ – мощность помех. Качество связи возрастает с увеличением SINR, поскольку возрастание мощности полезного сигнала над помехами и шумом указывает на снижение влияния последних.

Для расчета SINR учитывались характеристики передатчика, а также потери при распространении радиоволн (PPB), определенные в

Табл. 3. Параметры моделирования
 Tab. 3. Simulation parameters

Параметр	Значение
<i>Система</i>	
Несущая частота, ГГц	2
Ширина полосы частот, МГц	1.4; 3.0; 5.0; 10.0; 15.0; 20.0
Топология сот	Гексагональная
Расстояние между eNB, м	750
<i>Передатчик</i>	
Максимальная мощность eNB, дБм	43; 46
Ширина ДНА eNB по уровню -3 дБ, ...°	65
Усиление антенны eNB, дБи	15
<i>Приемник</i>	
Модель антенны UE, дБи	Всенаправленная, 0
Коэффициент шума UE, дБ	9
Плотность теплового шума, дБм/Гц	-174

соответствующих стандартах. Параметры моделирования представлены в табл. 3.

Передатчик. В соответствии с техническими рекомендациями 3GPP TR 36.942 [29], eNB имеет максимальную мощность передачи 43 дБм, усиление антенны составляет 15 дБи при передаче на несущей частоте 2 ГГц для ширины полосы частот не менее 5 МГц. Диаграмма направленности антенны (ДНА) eNB для каждого сектора в трехсекторных сотах определялась согласно 3GPP TR 36.942 [29] следующим выражением:

$$A(\theta) = -\min\left[12\left(\frac{\theta}{\theta_{3\text{дБ}}}\right)^2, A_{\text{min}}\right], \quad (7)$$

где $\theta \in [-180; 180]$ – угол между направлением на UE и главной осью сектора eNB; $\theta_{3\text{дБ}} = 65^\circ$ – ширина ДНА по уровню -3 дБ; $A_{\text{min}} = 20$ дБ – минимальное значение ослабления за пределами ширины ДНА. На рис. 7 представлен пример ДНА в горизонтальной плоскости для трехсекторных сот с указанными параметрами.

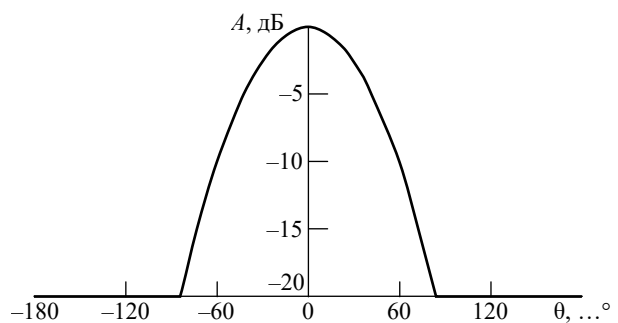


Рис. 7. Диаграмма направленности антенны для трехсекторных сот

Fig. 7. Antenna pattern for tree-sector cells

Потери при распространении радиоволн.

При несущей частоте 2 ГГц и высоте антенны eNB, расположенной на 15 м выше среднего уровня крыш, модель потерь РРВ согласно 3GPP TR 36.942 [29] определяется выражением

$$L = 128.1 + 37.6 \lg(R), \quad (8)$$

где L – потери РРВ, дБ; R – расстояние между eNB и UE, км. Для упрощения в (8) не учитывался эффект затенения. Расчетные значения потерь РРВ в форме тепловой карты для одного сектора соты и трехсекторной eNB на участке территории 2000×2000 м представлены на рис. 8, а и б соответственно. В каждой точке с шагом 5 м рассчитывались угол θ и расстояние R . Эти значения подставлялись в (7) и (8). Общие потери при РРВ в радиолинии между eNB и UE с учетом ДНА рассчитывались по формуле

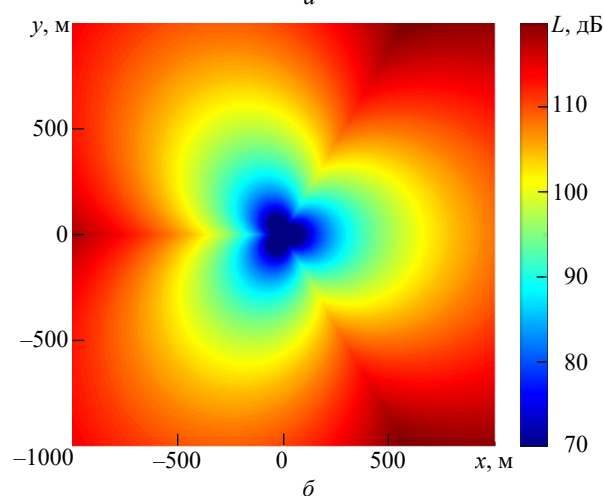
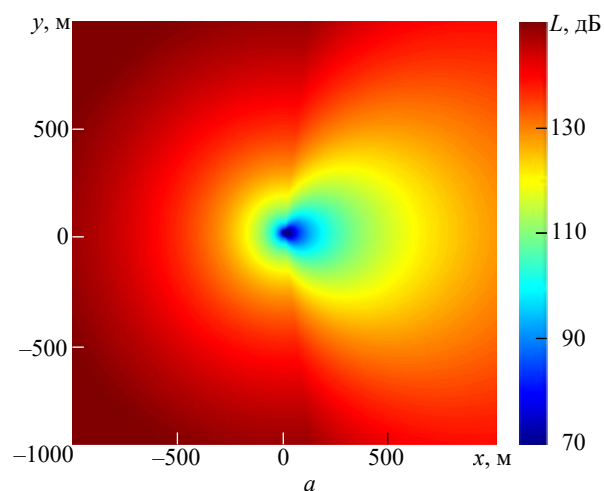


Рис. 8. Тепловая карта потерь РРВ:
а – для одного сектора соты; б – трехсекторной eNB

Fig. 8. Heat map of radio wave propagation losses:
а – for one cell sector; б – a three-sector eNB

$$L = 128.1 + 37.6 \lg(R) + \min \left[12 \left(\frac{\theta}{\theta_{3\text{дБ}}} \right)^2, A_{\min} \right].$$

Полученные результаты сформировали матрицу значений $R^{401 \times 401}$, которая визуализирована в виде тепловой карты.

Вычисление SINR. Мощность сигнала на входе приемника UE, принятого от i -й eNB $P_{\text{rx}, i}$, выражается в соответствии с 3GPP TR 36.942 [29] следующим образом:

$$P_{\text{rx}, i} = P_{\text{tx}, i} - \max(L_i - G_{\text{tx}, i} - G_{\text{rx}, i}, \text{MCL}), \quad (9)$$

где $P_{\text{tx}, i}$ – мощность переданного i -й eNB сигнала; L_i – потери РРВ в радиолинии между i -й eNB и UE; $G_{\text{tx}, i}$ – коэффициент усиления антенны передатчика i -й eNB; $G_{\text{rx}, i}$ – коэффициент усиления антенны приемника UE; $\text{MCL} = 70$ дБ – минимально допустимые потери (Minimum Coupling Loss) РРВ для установления связи в радиолинии между i -й eNB и UE. Уровень шума приемника UE N_{rx} рассчитывается по формуле

$$N_{\text{rx}} = 10 \lg(k_B T_n B) + \text{NF} = N_0 + 10 \lg(B) + \text{NF}, \quad (10)$$

где $k_B = 1.3881 \cdot 10^{23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; T_n – шумовая температура, К; NF – коэффициент шума UE; $N_0 = -174$ дБм/Гц – плотность теплового шума. В результате SINR вычисляется следующим образом:

$$\text{SINR} = \frac{P_{\text{rx}, i}}{\sum_{j \neq i} P_{\text{rx}, j} + N_{\text{rx}}}, \quad (11)$$

где $P_{\text{rx}, j}$ – мощность принятого UE сигнала от вызывающей помеху j -й eNB, отличной от обслуживающей i -й eNB.

Нескоординированная сеть. Помехи возникают из-за передачи данных на одной и той же частоте соседними eNB, что является следствием повтора частот, который используется в сотовых сетях для повышения спектральной эффективности. Однако принятый сигнал от соседних сот может быть значительно ослаблен мощным

сигналом обслуживающей соты, что приводит к известному эффекту ближней-дальней зоны.

Так как решение о передаче данных во время сеанса позиционирования принимается оператором сети, использование PRS может оказаться неэффективным. В результате данные соседних сот создают помехи для PRS, приводя к нескоординированной работе сети из-за одновременного приема опорных сигналов позиционирования.

Исследование основано на использовании PRS в полосе 6 RB, что соответствует 12 опорным поднесущим, распределенным в полосе 1.08 МГц в пределах одного OFDM-символа. Этот сценарий учета помех LTE моделировался в среде MATLAB. Местоположения UE моделируются в области размером 2000×2000 м с шагом 5 м, что соответствует матрице позиций UE $R^{401 \times 401}$. Мощность сигнала на входе приемника UE в каждой точке рассчитывалась с использованием уравнения (9) для всех eNB. Уровень шума приемника UE N_{rx} определялся по уравнению (10). Значение SINR для канала АБГШ в сценарии нескоординированной сети вычислялось как отношение мощности сигнала на входе приемника UE от обслуживающей i -й eNB $P_{rx, i}$ к сумме мощности сигналов от всех остальных eNB и уровня шума приемника UE N_{rx} (11). Полученные распределения SINR визуализированы в виде тепловых карт на рис. 9. Как показано на рис. 9, *а* (для eNB1) и *б* (для eNB2), вблизи соседних eNB наблюдается резкое снижение SINR, что демонстрирует влияние эффекта ближней-дальней зоны, создаваемой обслуживающей eNB.

Подавление интерференции. Для снижения влияния помех в сетях LTE разрабатываются методы координации межсотовых помех, направленные на повышение качества передачи данных, особенно в таких критических зонах покрытия, как границы сот.

Подавление интерференции основано на восстановлении сигнала от наиболее мощной (обслуживающей) eNB и его вычитании из принятого сигнала. Это позволяет выделить полезную суперпозицию сигналов от более слабых eNB. В этом случае SINR можно ап-

роксимировать следующим образом:

$$\text{SINR} = \frac{P_{rx, i}}{\sum_{\substack{j \neq i; \\ j \neq m}} P_{rx, j} + N_{rx}}, \quad (12)$$

где $P_{rx, m}$ – принятая мощность от самой сильной eNB. При полном подавлении интерференции SINR для eNB1 и eNB2 увеличивается по сравнению с нескоординированным сценарием без подавления (рис. 9, *в* и *г*).

Для оценки SINR при подавлении интерференции рассмотрена та же область, что и в предыдущем сценарии. Мощность сигнала на входе приемника UE рассчитана для всех eNB с использованием (9), при этом определяется m -я eNB с наибольшей мощностью $P_{rx, m}$, не являющаяся обслуживающей. SINR определено как отношение мощности сигнала от обслуживающей eNB к сумме мощностей сигналов от остальных eNB (за исключением обслуживающей и m -й eNB) и уровня шума приемника N_{rx} . Полученные значения SINR (рис. 9, *в* и *г*) показывают улучшение качества сигнала.

Метод подавления интерференции также применялся в задачах позиционирования [30], где было показано, что его использование повышает точность оценки местоположения. Однако ошибки при демодуляции сигнала от самой сильной eNB могут негативно повлиять на процесс подавления, а в некоторых случаях даже усилить интерференцию. Данный эффект можно минимизировать, если источником помех являются такие опорные сигналы, как PSS, SSS или CRS.

Скоординированная сеть. В общем случае скоординированная сеть характеризуется исключением одновременной передачи от нескольких eNB на одной и той же частоте или в одном и том же временном слоте [30]. Это позволяет существенно снизить уровень межсотовых помех. Стандарт LTE обеспечивает достаточную гибкость в настройке параметров передачи PRS, что делает возможным формирование скоординированной сети. В частности, отсутствие передачи данных в PRS-субкадре способствует минимизации помех. Хотя реализация указанной схемы снижает спектральную эффективность, предотвращение

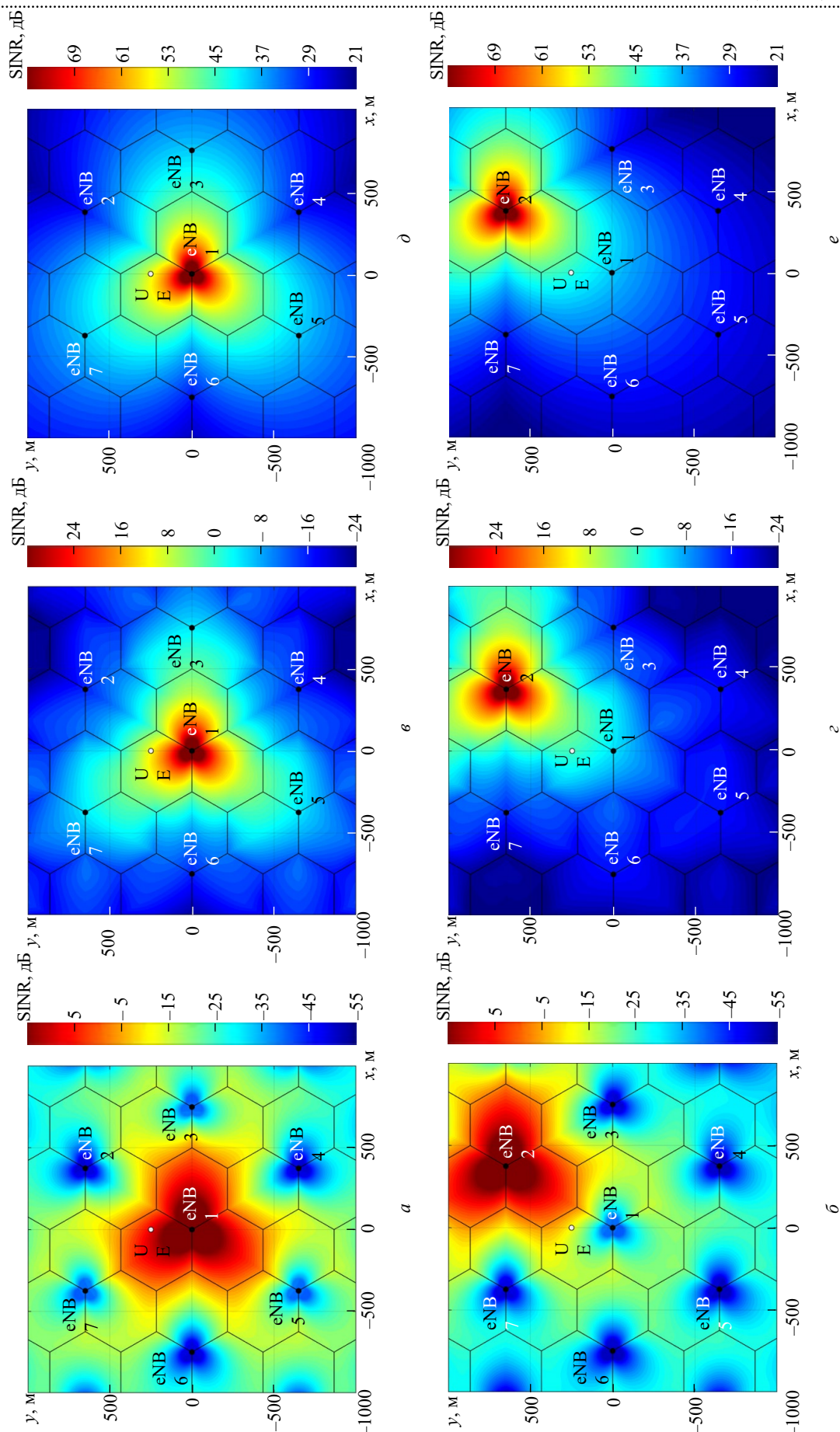


Рис. 9. Тепловая карта SINR в позициях источников eNB1 (a, б, δ) и eNB2 (б, з, ε) для сетей: а, б – нескоординированной сети; в, з – скоординированной сети с подавлением интерференции; δ, ε – нескоординированной сети

Fig. 9. SINR heatmap in the positions of sources eNB1 (a, б, δ) and eNB2(б, з, ε) for networks: а, б – non-coordinated network; в, з – coordinated network with the interference cancellation; δ, ε – non-coordinated network

интерференции настолько эффективно, что SINR можно приближенно считать равным SNR:

$$\text{SINR} = \text{SNR} = P_{\text{rx}, i} / N_{\text{rx}}. \quad (13)$$

Моделирование выполнено в той же области исследования, что и в предыдущих сценариях. SINR вычислялось как отношение мощности сигнала от обслуживающей i -й eNB $P_{\text{rx}, i}$ к уровню шума приемника N_{rx} . Полученные значения SINR представлены в виде тепловых карт на рис. 9, δ , e . Как следует из них, в скоординированной сети помехи практически отсутствуют, что существенно улучшает качество принимаемого PRS.

В табл. 4 показаны результаты исследования SINR в различных сценариях с использованием PRS (6 RB) при расположении UE в позиции с координатами $x = 0$; $y = 250$.

Значения SINR, представленные на рис. 9 и в табл. 4, подтверждают теоретические предположения. При подавлении интерференции в несоординированной сети и особенно в скоординированной сети значения SINR существенно больше по сравнению с несоординированной сетью.

Табл. 4. SINR для различных сетей при позиции UE $x = 0$; $y = 250$

Tab. 4. SINR for different networks at UE position where $x = 0$; $y = 250$

Исследуемая сеть	SINR, дБ
Нескоординированная сеть eNB1	7.7602
Нескоординированная сеть eNB2	-11.0994
Нескоординированная сеть eNB1 с подавлением интерференции	10.7895
Нескоординированная сеть eNB2 с подавлением интерференции	0.038
Скоординированная сеть eNB1	54.8952
Скоординированная сеть eNB2	44.1437

Влияние помех на точность позиционирования методом OTDOA. Рассмотрим влияние SINR в указанных сетях на точность вторичной обработки первичных измерений методом OTDOA и итоговую точность позиционирования UE.

В предположении, что помехи имеют гауссовский характер, оценка точности местоположения UE выполнена с использованием НГКР. Для этого рассмотрено K наиболее мощных eNB относительно положения \mathbf{x} . Их координаты заданы векторами $\mathbf{x}_i = (x_i, y_i)^T$, $i = 1, \dots, K$.

Расстояние между этими eNB и UE вычисляется по формуле

$$d_i = \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_i\| = \sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2},$$

где $\|\cdot\|$ – евклидова норма вектора.

Метод OTDOA основан на измерении разностей расстояний между eNB. Для этого наиболее мощная eNB выбирается в качестве опорной станции. При отсутствии смещений часов eNB разности расстояний между eNB и UE можно выразить как $\mathbf{r} = \mathbf{r} + \mathbf{n}$, $\mathbf{n} \sim N(0, R)$, где $\mathbf{r} = d_i - d_j = \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_i\| - \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_j\|$ – вектор истинных разностей расстояний, а \mathbf{n} – вектор шума, предполагаемый как АБГШ с постоянной ковариационной матрицей R [10]:

$$R = \begin{pmatrix} \sigma_1^2 + \sigma_2^2 & \sigma_1^2 & \dots & \sigma_1^2 \\ \sigma_1^2 & \sigma_1^2 + \sigma_3^2 & \dots & \sigma_1^2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \sigma_1^2 & \sigma_1^2 & \dots & \sigma_1^2 + \sigma_K^2 \end{pmatrix},$$

где σ_i – стандартное отклонение, определяемое среднеквадратичной ошибкой RMSE временной задержки для сигнала, переданного от i -й NB.

НГКР вычисляется по следующему выражению: $\text{CRLB}(\mathbf{x}) = (D^T R^{-1} D)^{-1}$, где

$$D = \begin{pmatrix} \frac{x - x_1}{d_1} - \frac{x - x_2}{d_2} & \frac{y - y_1}{d_1} - \frac{y - y_2}{d_2} \\ \frac{x - x_1}{d_1} - \frac{x - x_3}{d_3} & \frac{y - y_1}{d_1} - \frac{y - y_3}{d_3} \\ \dots & \dots \\ \frac{x - x_1}{d_1} - \frac{x - x_K}{d_K} & \frac{y - y_1}{d_1} - \frac{y - y_K}{d_K} \end{pmatrix}. \quad (14)$$

Ошибка оценки точности позиционирования UE относительно истинного местоположения \mathbf{x} (в метрах) вычисляется как

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\mathbf{x}} &= \sqrt{\text{trace}[\text{CRLB}(\mathbf{x})]} = \\ &= \sqrt{\text{trace}[(D^T R^{-1} D)^{-1}]}. \end{aligned} \quad (15)$$

Тогда геометрический фактор Q выражается следующим образом:

$$Q = (D^T D)^{-1}.$$

Из (15) GDOP определяется по формуле

$$\text{GDOP} = \sqrt{\text{trace}(\mathcal{Q})} \quad (16)$$

и показывает, во сколько раз уменьшается точность оценки координат UE по сравнению с погрешностью первичных разностно-дальномерных измерений.

Для оценки влияния помех на точность позиционирования UE методом OTDOA проведено моделирование, представленное далее. В среде MATLAB фиксировались системные параметры (см. табл. 3) и конфигурация территориального распределения eNB, представленная на рис. 6. Затем задавалась координатная сетка местоположений UE с шагом 5 м. Для каждой eNB вычислялось значение SINR по формулам (11), (12) или (13) в зависимости от рассматри-

ваемого сценария, и на основании этого для метода OTDOA выбирались 5 eNB с максимальным значением SINR. После этого для каждой из выбранных eNB рассчитывались НГКР оценки временной задержки $\text{CRLB}(\tau)$ по формуле (14), используемые для определения стандартного отклонения σ_i в матрице ковариаций R . Итоговая ошибка оценки точности позиционирования UE (в метрах) определялась по формуле (15). Полученное значение позволило количественно оценить влияние межсотовых помех на точность позиционирования методом OTDOA в сетях LTE. Результаты исследования представлены на рис. 10 и 11.

Погрешности позиционирования для случая скоординированной сети также можно получить при более широких полосах пропускания, чем

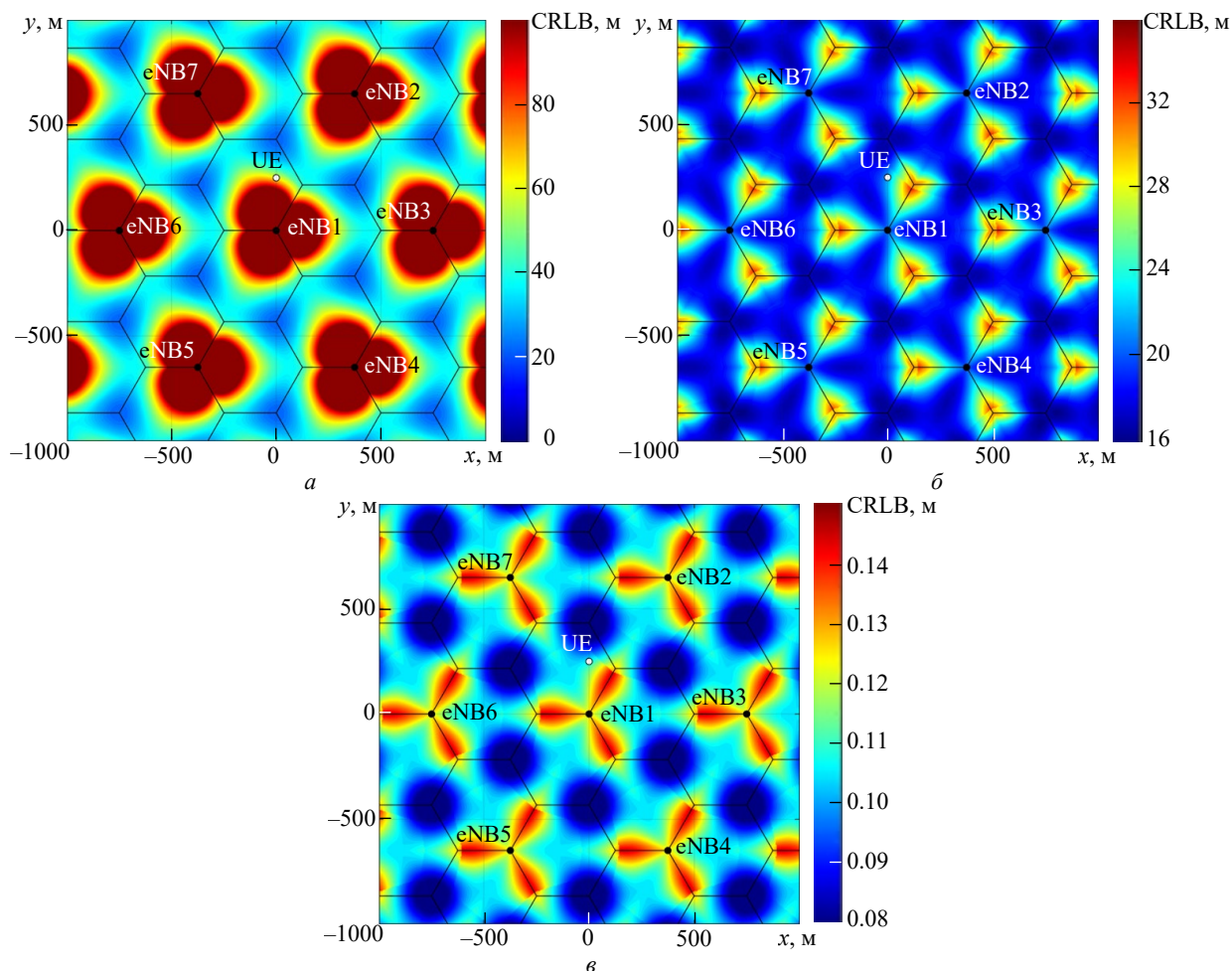


Рис. 10. Тепловые карты НГКР различных сетей при полосе пропускания 1.4 МГц, полученные методом OTDOA: a – нескоординированная сеть; b – нескоординированная сеть с подавлением интерференции; v – скоординированная сеть

Fig. 10. Heat maps of the CRLB of various networks with a bandwidth of 1.4 MHz, obtained using the OTDOA method: a – non-coordinated network; b – non-coordinated network with interference cancellation; v – coordinated network

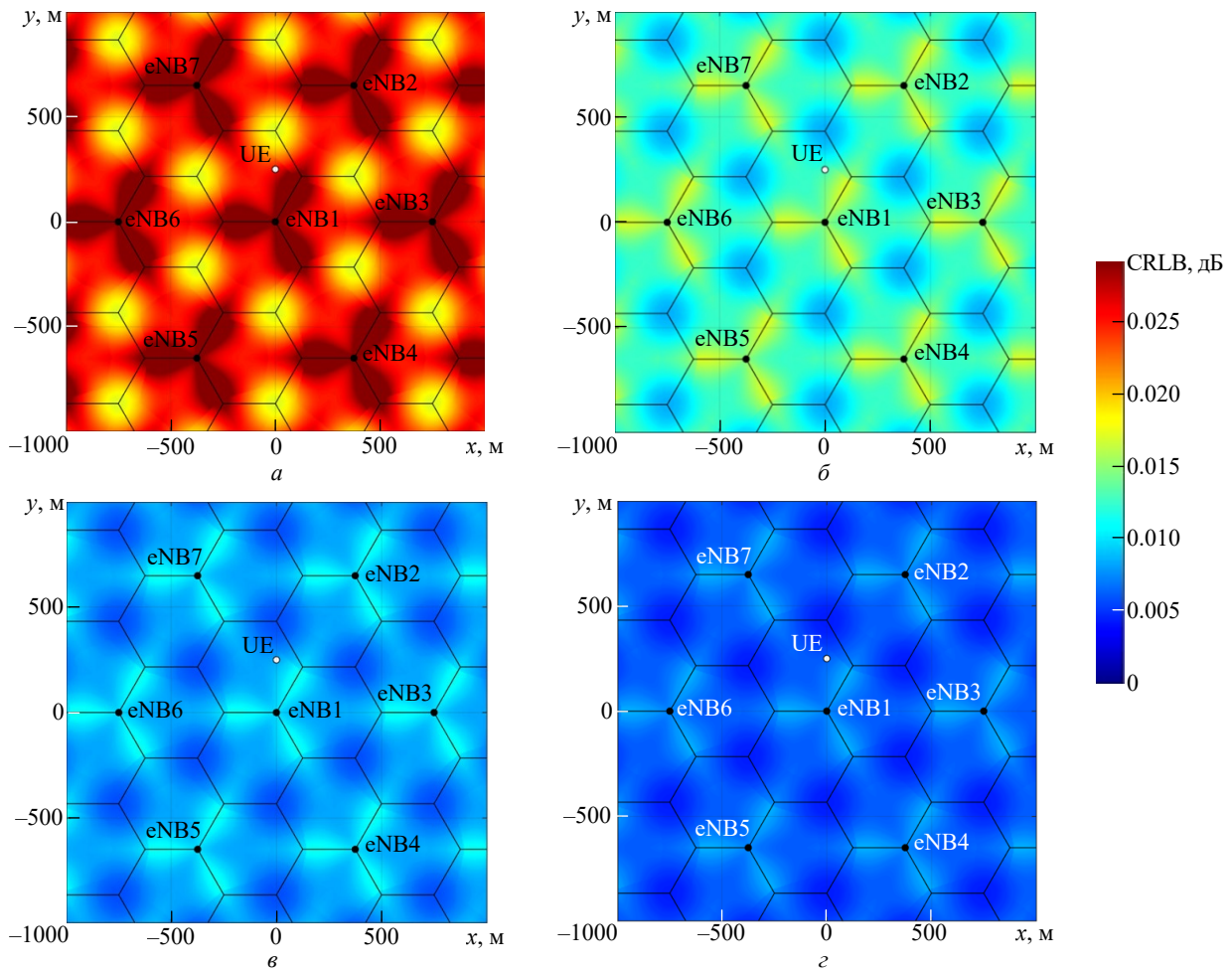


Рис. 11. Тепловая карта НГКР скоординированной сети, определенной методом OTDOA при полосе пропускания: a – 5 МГц; b – 10 МГц; v – 15 МГц; z – 20 МГц

Fig. 11. Heat map of the CRLB coordinated network, defined by the OTDOA method with a bandwidth of: a – 5 MHz; b – 10 MHz; v – 15 MHz; z – 20 MHz

1.4 МГц. Результаты, полученные с использованием PRS для полос пропускания 5, 10, 15 и 20 МГц, приведены на рис. 11. Анализ рис. 11 показывает, что увеличение полосы пропускания приводит к снижению ошибок оценки точности позиционирования, что, в свою очередь, способствует повышению точности ОМП. За счет увеличения полосы пропускания при отсутствии помех и при условии отсутствия влияния многолучевого распространения достигается погрешность позиционирования порядка единиц сантиметров. Следует отметить ограничения, при которых получены результаты моделирования:

- идеальная синхронизация между eNB;
- передача с максимальной мощностью;
- идеальная техника подавления помех.

Влияние многолучевых каналов и замираний будет рассмотрено в дальнейших исследованиях.

Для расчета геометрического фактора снижения точности GDOP позиционирования UE методом OTDOA применен следующий подход. Аналогично предыдущим сценариям местоположения UE моделировались в области размером 2000×2000 м с шагом 5 м, что соответствует матрице позиций UE $R^{401 \times 401}$. В каждой точке UE выбирались 5 eNB с наибольшими значениями SINR в скоординированной сети. После этого определялись расстояния между каждой из выбранных eNB и UE на основе их координат. Значение GDOP рассчитывались по (16). Полученные результаты GDOP представлены на рис. 12.

В табл. 5 показаны результаты моделирования НГКР и GDOP различных сетей при расположении UE в позиции с координатами $x = 0$; $y = 250$. Полученное значение GDOP составило 0.8241.

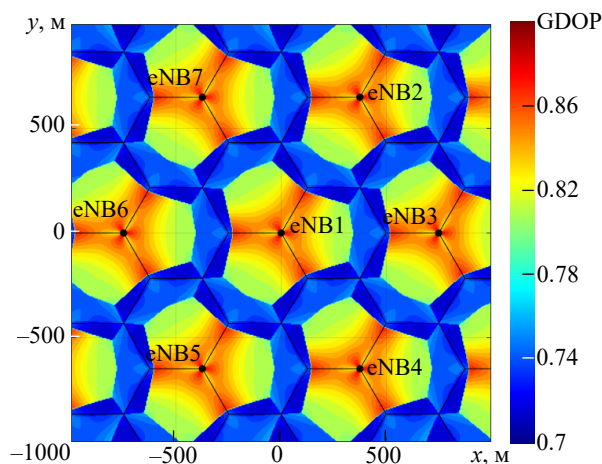


Рис. 12. Тепловая карта GDOP

Fig. 12. Heat map of GDOP

Табл. 5. НГКР для различных сетей при позиции UE $x = 0$; $y = 250$

Tab. 5. CRLB for different networks at UE position where $x = 0$; $y = 250$

Исследуемая сеть	НГКР, м
Нескоординированная сеть 1.4 МГц	62.8698
Нескоординированная сеть 1.4 МГц с подавлением интерференции	21.821
Скоординированная сеть 1.4 МГц	0.1071
Скоординированная сеть 5 МГц	0.0262
Скоординированная сеть 10 МГц	0.0131
Скоординированная сеть 15 МГц	0.0088
Скоординированная сеть 20 МГц	0.0066

В нескоординированной сети ошибки оценки точности позиционирования превышают 100 м вблизи eNB из-за эффекта ближней-дальней зоны. На границах сот взаимная интерференция между eNB ниже, что позволяет достигать ошибок оценки точности позиционирования в диапазоне от 20 до 40 м, как видно из рис. 10, а. При условии идеального подавления интерференции SINR, полученное для eNB1 (см. рис. 9, в), приводит к заметному улучшению точности позиционирования, что представлено на рис. 10, б значениями от 10 до 40 м. Наконец при использовании скоординированной сети, где интерференция практически отсутствует и SINR почти равно SNR, результирующая ошибка позиционирования составляет менее 1 м (см. рис. 10, в). При значениях SNR 57.5 и 46.1 дБ в центре и на краю соты для BS1 соответствующее C/N_0 состав-

ляет 117.5 и 106.2 дБ·Гц для полосы PRS 6-RB (1.02 МГц). Таким образом, ошибки позиционирования составляют менее 1 м, что свидетельствует о максимально достижимой точности ОМП UE по PRS при использовании 6 RB для одного символа.

Выводы. В статье проведен анализ достижимой точности позиционирования опорного сигнала позиционирования (PRS) в системах LTE с использованием метода максимального правдоподобия. Это позволило оценить потенциал данной технологии в качестве дополнительной системы к GNSS. Для оценки точности первичных измерений в качестве эталона использовалась НГКР, на основе которой был рассчитан RMSE как для метода максимального правдоподобия (согласованного фильтра), так и для алгоритма оценки Фитца. Оба подхода продемонстрировали сопоставимые результаты даже при низком уровне SNR.

В дальнейшем исследовании сценарий LTE дополнительно проанализирован с учетом межсотовых помех. Рассмотрены 3 типа сетей: нескоординированная, нескоординированная с подавлением интерференции и скоординированная. Погрешность определения местоположения рассчитывалась с использованием НГКР для метода позиционирования OTDOA. Результаты показали, что при наличии только помехового канала скоординированные сети LTE могут обеспечивать точность позиционирования менее 1 м.

В настоящем исследовании анализ проводился в условиях LOS, что наложило определенные ограничения на полученные результаты. В реальных условиях эксплуатации систем LTE для позиционирования распространение сигналов часто происходит в среде с затенением и многолучевостью (Non-Line-of-Sight – NLOS), что может существенно повлиять на точность определения местоположения. В дальнейшем планируется провести оценку точности позиционирования в системах LTE с учетом дополнительных эффектов распространения, таких, как затенение и многолучевость. Это позволит получить более точное описание характеристик системы в реальных условиях эксплуатации.

Список литературы

1. Understanding GPS/GNSS: Principles and Applications / ed. by E. D. Kaplan, C. J. Hegarty (eds.). 3rd ed. Norwood, Massachusetts: Artech House, 2017. 1066 p.
2. Survey of Cellular Mobile Radio Localization Methods: from 1G to 5G / J. A. del Peral-Rosado, R. Raulefs, J. A. López-Salcedo, G. Seco-Granados //

- IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2018. Vol. 20, № 2. P. 1124–1148.
doi: 10.1109/COMST.2017.2785181
3. Zekavat R., Buehrer R. M. Handbook of Position Location: Theory, Practice and Advances. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2019. 1376 p.
4. Фокин Г. А. Сетевое позиционирование 5G и вероятностные модели оценки его точности // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Т. 14, № 12. С. 4–17.
doi: 10.36724/2072-8735-2020-14-12-4-17
5. Fischer S. 5G NR Positioning // 5G and Beyond / ed. by X. Lin, N. Lee. Berlin/Heidelberg: Springer, 2021. P. 429–483.
doi: 10.1007/978-3-030-58197-8_15
6. 5G PRS-Based Sensing: A Sensing Reference Signal Approach for Joint Sensing and Communication System / Z. Wei, Y. Wang, L. Ma, S. Yang, Z. Feng, C. Pan // IEEE Trans. on Vehicular Technology. 2022. Vol. 72, iss. 3. P. 3250–3263.
doi: 10.1109/TVT.2022.3215159
7. Performance Evaluation of 5G-NR Positioning Accuracy Using Time Difference of Arrival Method / I. Mürsepp, M. Kulmar, O. Elgarhy, M. M. Alam, T. Chen, S. Horsmanheimo // IEEE Intern. Mediterranean Conf. on Communications and Networking (MeditCom), Athens, Greece, 07–10 Sept. 2021. IEEE, 2021. P. 494–499.
doi: 10.1109/MeditCom49071.2021.9647652
8. Luan D. Fundamental Performance Limits on Time of Arrival Estimation Accuracy with 5G Radio Access. 2017. 49 p. URL: <https://kth.diva-portal.org/smash/get/diva2:1182120/FULLTEXT01.pdf> (дата обращения: 12.12.2025).
9. Gadka P., Sadowski J., Stefanski J. Detection of the First Component of the Received LTE Signal in the OTDOA Method // Wireless Communications and Mobile Computing. 2019. P. 1–12.
doi: 10.1155/2019/2708684
10. Фокин Г. А. Модель поиска топологии локальной дальномерной системы позиционирования 5G по заданному геометрическому фактору // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021. Т. 44, № 4. С. 27–38.
11. Fokin G. TDOA Measurement Processing for Positioning in Non-Line-of-Sight Conditions // IEEE Intern. Black Sea Conf. on Communications and Networking (BlackSeaCom), Batumi, Georgia, 04–07 June 2018. IEEE, 2018. 5 p.
doi: 10.1109/BlackSeaCom.2018.8433623
12. Alhafid A., Younis S. Observed Time Difference of Arrival Based Position Estimation for LTE Systems: Simulation Framework and Performance Evaluation // Eastern-European J. of Enterprise Technologies. 2020. Vol. 3, iss. 9. P. 20–28.
doi: 10.15587/1729-4061.2020.201382
13. Enhanced Time of Arrival Estimation and Quantization for Positioning in LTE Networks / H. Rydén, A. A. Zaidi, S. Modarres, F. Gunnarsson, I. Siomina // IEEE 27th Annual Intern. Symp. on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), Valencia, Spain, 04–08 Sept. 2016. IEEE, 2016. 6 p.
doi: 10.1109/PIMRC.2016.7794634
14. Wang P., Morton Y. J. Impact Analysis of Inter-cell Interference in Cellular Networks for Navigation Applications // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 2022. Vol. 59, iss. 1. P. 685–694.
doi: 10.1109/TAES.2022.3186970
15. Position Accuracy of Joint Time-Delay and Channel Estimators in LTE Networks / J. A. Del Peral-Rosado, J. A. López-Salcedo, F. Zanier, G. Seco-Granados // IEEE Access. 2018. Vol. 6. P. 25185–25199.
doi: 10.1109/ACCESS.2018.2827921
16. Performance Analysis of PRS-Based Synchronization Algorithms for LTE Positioning Applications / M. Panchetti, C. Carbonelli, M. Horvat, M. Luise // 10th Workshop on Positioning, Navigation and Communication (WPNC), Dresden, Germany, 20–21 March 2013. IEEE, 2013. 6 p.
doi: 10.1109/WPNC.2013.6533292
17. Catovic A., Sahinoglu Z. The Cramer-Rao Bounds of Hybrid TOA/RSS and TDOA/RSS Location Estimation Schemes // IEEE Comm. Lett. 2004. Vol. 8, iss. 10. P. 626–628.
doi: 10.1109/LCOMM.2004.835319
18. Achievable Localization Accuracy of the Positioning Reference Signal of 3GPP LTE / J. A. Del Peral-Rosado, J. A. López-Salcedo, G. Seco-Granados, F. Zanier, M. Crisci // Intern. Conf. on Localization and GNSS, Starnberg, Germany, 25–27 June 2012. IEEE, 2012. 6 p.
doi: 10.1109/ICL-GNSS.2012.6253127
19. Фокин Г. А., Волгушев Д. Б. Использование SDR-технологии для задач сетевого позиционирования. Модели приема и обработки опорных сигналов LTE // Вестн. СибГУТИ. 2022. Т. 16, № 3. С. 62–83.
doi: 10.55648/1998-6920-2022-16-3-62-83
20. Del Peral-Rosado J. A. Evaluation of the LTE Positioning Capabilities in Realistic Navigation Channels. Ph.D. Dissertation. Universitat Autònoma de Barcelona, 2014. 164 p. URL: https://ddd.uab.cat/pub/tesis/2014/hdl_10803_283523/jadpr1de1.pdf (дата обращения: 12.12.2025).
21. 3GPP TS 36.104. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA). Basestation (BS) Radio Transmission and Reception. Rel. 9. V9.13.0. 98 p. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136104/09.13.00_60/ts_136104v091300p.pdf (дата обращения: 12.12.2025).
22. Kay S. M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993. 595 p.
23. Пойа Д. Математика и правдоподобные рассуждения. М.: Наука, 1975. 464 с.
24. 3GPP TS 36.211. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA). Physical Channels and Modulation. Rel. 9. V9.1.0. March 2010. 76 p. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136200_136299/136211/09.01.00_60/ts_136211v090100p.pdf (дата обращения: 12.12.2025).

25. Wang P., Morton Y. J. Performance Comparison of Time-of-Arrival Estimation Techniques for LTE Signals in Realistic Multipath Propagation Channels // Navigation: J. of the Institute of Navigation. 2020. Vol. 67, iss. 4. P. 691–712.
doi: 10.1002/navi.395

26. Van de Beek J. J., Sandell M., Borjesson P. O. ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems // IEEE Trans. on Signal Processing. 1997. Vol. 45, iss. 7. P. 1800–1805.
doi: 10.1109/78.599949

27. Wang P., Morton Y. J. Multipath Estimating Delay Lock Loop for LTE Signal TOA Estimation in Indoor and Urban Environments // IEEE Trans. on Wireless Communications. 2020. Vol. 19, iss. 8. P. 5518–5530.
doi: 10.1109/TWC.2020.2994037

28. Structure and Performance Analysis of Fusion Positioning System with a Single 5G Station and a Single GNSS Satellite / C. Guo, S. Qi, W. Guo, C. Deng, J. Liu // Geo-spatial Information Science. 2023. Vol. 26, iss. 1. P. 94–106.
doi: 10.1080/10095020.2022.2144481

29. 3GPP TS 36.942. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA). Radio Frequency (RF) System Scenarios. Rel. 9. V9.3.0. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/136900_136999/136942/09.03.00_60/tr_136942v090300p.pdf (дата обращения: 12.12.2025).

30. Comprehensive Review on Coordinated Multi-Point Operation for LTE-A / F. Qamar, K. B. Dimiyati, M. N. Hindia, K. A. B. Noordin, A. M. Al-Samman // Computer Networks. 2017. Vol. 123. P. 19–37.
doi: 10.1016/j.comnet.2017.05.003

Информация об авторах

Хья Хю Кхонг – специалист по направлению "Специальные радиотехнические системы" (2024, Военная академия войсковой противовоздушной обороны Вооруженных Сил Российской Федерации), аспирант кафедры беспроводных технологий и систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – радиоизмерения; радиотехнические навигационные системы и устройства.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, пр. Большевиков, д. 22, к. 1, Санкт-Петербург, 193232, Россия

E-mail: khya.khk@sut.ru

<https://orcid.org/0009-0008-0659-8126>

Фокин Григорий Алексеевич – доктор технических наук (2021), доцент, заведующий кафедрой беспроводных технологий и систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – сети радиодоступа 4G, 5G, 6G; радиотехнические навигационные системы и устройства.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, пр. Большевиков, д. 22, к. 1, Санкт-Петербург, 193232, Россия

E-mail: fokin.ga@sut.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5358-1895>

References

1. Understanding GPS/GNSS: Principles and Applications. Ed. by E. D. Kaplan, C. J. Hegarty. 3rd ed. Norwood, Massachusetts, Artech House, 2017, 1066 p.

2. Del Peral-Rosado J. A., Raulefs R., López-Salcedo J. A., Seco-Granados G. Survey of Cellular Mobile Radio Localization Methods: from 1G to 5G. IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2018, vol. 20, no. 2, pp. 1124–1148.
doi: 10.1109/COMST.2017.2785181

3. Zekavat R., Buehrer R. M. Handbook of Position Location: Theory, Practice and Advances. Hoboken, New Jersey, John Wiley & Sons, 2019, 1376 p.

4. Fokin G. A. 5G Network Positioning and Statistic Models for Its Accuracy Evaluation. T-Comm. 2020, vol. 14, no.12, pp. 4–17. (In Russ.)
doi: 10.36724/2072-8735-2020-14-12-4-17

5. Fischer S. 5G NR Positioning. 5G and Beyond. Ed. by X. Lin, N. Lee. Berlin/Heidelberg, Springer, 2021, pp. 429–483.
doi: 10.1007/978-3-030-58197-8_15

6. Wei Z., Wang Y., Ma L., Yang S., Feng Z., Pan C. 5G PRS-Based Sensing: A Sensing Reference Signal

Approach for Joint Sensing and Communication System. IEEE Trans. on Vehicular Technology. 2022, vol. 72, iss. 3, pp. 3250–3263.

doi: 10.1109/TVT.2022.3215159

7. Määrsepp I., Kulmar M., Elgarhy O., Alam M. M., Chen T., Horsmanheimo S. Performance Evaluation of 5G-NR Positioning Accuracy Using Time Difference of Arrival Method. IEEE Intern. Mediterranean Conf. on Communications and Networking (MeditCom), Athens, Greece, 07–10 Sept. 2021. IEEE, 2021, pp. 494–499.
doi: 10.1109/MeditCom49071.2021.9647652

8. Luan D. Fundamental Performance Limits on Time of Arrival Estimation Accuracy with 5G Radio Access. 2017. 49 p. Available at: <https://kth.diva-portal.org/smash/get/diva2:1182120/FULLTEXT01.pdf> (accessed: 12.12.2025).

9. Gadka P., Sadowski J., Stefanski J. Detection of the First Component of the Received LTE Signal in the OTDOA Method. Wireless Communications and Mobile Computing. 2019, pp. 1–12.

doi: 10.1155/2019/2708684

10. Fokin G. A. Search Model for Topology of Local Range-Measuring System in 5G Positioning as Per Pre-Set Geometric Factor. *Radio Engineering and Telecommunication System*. 2021, vol. 44, no. 4, pp. 27–38. (In Russ.)
11. Fokin G. TDOA Measurement Processing for Positioning in Non-Line-of-Sight Conditions. *IEEE Intern. Black Sea Conf. on Communications and Networking (BlackSeaCom)*, Batumi, Georgia, 04–07 June 2018. IEEE, 2018, 5 p.
doi: 10.1109/BlackSeaCom.2018.8433623
12. Alhafid A., Younis S. Observed Time Difference of Arrival Based Position Estimation for LTE Systems: Simulation Framework and Performance Evaluation. *Eastern-European J. of Enterprise Technologies*. 2020, vol. 3, iss. 9, pp. 20–28.
doi: 10.15587/1729-4061.2020.201382
13. Rydén H., Zaidi A. A., Modarres S., Gunnarsson F., Siomina I. Enhanced Time of Arrival Estimation and Quantization for Positioning in LTE Networks. *IEEE 27th Annual Intern. Symp. on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Valencia, Spain, 04–08 Sept. 2016. IEEE, 2016, 6 p.
doi: 10.1109/PIMRC.2016.7794634
14. Wang P., Morton Y. J. Impact Analysis of Intercell Interference in Cellular Networks for Navigation Applications. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*. 2022, vol. 59, iss. 1, pp. 685–694.
doi: 10.1109/TAES.2022.3186970
15. Del Peral-Rosado J. A., López-Salcedo J. A., Zanier F., Seco-Granados G. Position Accuracy of Joint Time-Delay and Channel Estimators in LTE Networks. *IEEE Access*. 2018, vol. 6, pp. 25185–25199.
doi: 10.1109/ACCESS.2018.2827921
16. Panchetti M., Carbonelli C., Horvat M., Luise M. Performance Analysis of PRS-Based Synchronization Algorithms for LTE Positioning Applications. *10th Workshop on Positioning, Navigation and Communication (WPNC)*, Dresden, Germany, 20–21 March 2013. IEEE, 2013, 6 p.
doi: 10.1109/WPNC.2013.6533292
17. Catovic A., Sahinoglu Z. The Cramer-Rao Bounds of Hybrid TOA/RSS and TDOA/RSS Location Estimation Schemes. *IEEE Comm. Lett.* 2004, vol. 8, iss. 10, pp. 626–628.
doi: 10.1109/LCOMM.2004.835319
18. Del Peral-Rosado J. A., López-Salcedo J. A., Seco-Granados G., Zanier F., Crisci M. Achievable Localization Accuracy of the Positioning Reference Signal of 3GPP LTE. *Intern. Conf. on Localization and GNSS*, Starnberg, Germany, 25–27 June 2012. IEEE, 2012, 6 p.
doi: 10.1109/ICL-GNSS.2012.6253127
19. Fokin G. A., Volgushev D. B. Development of SDR-Based Network Positioning Technology. *LTE Reference Signals Reception and Processing Models. The Herald of the Siberian State University of Telecommunications and Information Science*. 2022, vol. 16, no. 3, pp. 62–83. (In Russ.)
doi: 10.55648/1998-6920-2022-16-3-62-83
20. Del Peral-Rosado J. A. Evaluation of the LTE Positioning Capabilities in Realistic Navigation Channels. Ph.D. Dissertation. *Universitat Autònoma de Barcelona*, 2014. 164 p. Available at: https://ddd.uab.cat/pub/tesis/2014/hdl_10803_283523/jadpr1de1.pdf (accessed: 12.12.2025).
21. 3GPP TS 36.104. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA). Basestation (BS) Radio Transmission and Reception. Rel. 9. V9.13.0. 98 p. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136104/09.13.00_60/ts_136104v091300p.pdf (accessed: 12.12.2025).
22. Kay S. M. *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall, 1993, 595 p.
23. Poia D. *Matematika i pravdopodobnye rassuzhdeniya* [Mathematics and Plausible Reasoning]. Moscow, Nauka, 1975, 464 p. (In Russ.)
24. 3GPP TS 36.211. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA). Physical Channels and Modulation. Rel. 9. V9.1.0. March 2010. 76 p. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136200_136299/136211/09.01.00_60/ts_136211v090100p.pdf (accessed: 12.12.2025).
25. Wang P., Morton Y. J. Performance Comparison of Time-of-Arrival Estimation Techniques for LTE Signals in Realistic Multipath Propagation Channels. *Navigation: J. of the Institute of Navigation*. 2020, vol. 67, iss. 4, pp. 691–712.
doi: 10.1002/navi.395
26. Van de Beek J. J., Sandell M., Borjesson P. O. ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems. *IEEE Trans. on Signal Processing*. 1997, vol. 45, iss. 7, pp. 1800–1805.
doi: 10.1109/78.599949
27. Wang P., Morton Y. J. Multipath Estimating Delay Lock Loop for LTE Signal TOA Estimation in Indoor and Urban Environments. *IEEE Trans. on Wireless Communications*. 2020, vol. 19, iss. 8, pp. 5518–5530.
doi: 10.1109/TWC.2020.2994037
28. Guo C., Qi S., Guo W., Deng C., Liu J. Structure and Performance Analysis of Fusion Positioning System with a Single 5G Station and a Single GNSS Satellite. *Geo-spatial Information Science*. 2023, vol. 26, iss. 1, pp. 94–106.
doi: 10.1080/10095020.2022.2144481
29. 3GPP TS 36.942. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA). Radio Frequency (RF) System Scenarios. Rel. 9. V9.3.0. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/136900_136999/136942/09.03.00_60/tr_136942v090300p.pdf (accessed: 12.12.2025).
30. Qamar F., Dimyati K. B., Hindia M. N., Noordin K. A. B., Al-Samman A. M. Comprehensive Review on Coordinated Multi-Point Operation for LTE-A. *Computer Networks*. 2017, vol. 123, pp. 19–37.
doi: 10.1016/j.comnet.2017.05.003

Information about the authors

Huy Cuong Hua, Specialist in Special radio engineering systems (2024, Military Academy of Field Anti-Aircraft Defense), Postgraduate student of the Department of Wireless Technologies and Systems of the Bonch-Bruevich St Petersburg State University of Telecommunications. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: radio measurements; radio-engineering navigational systems and devices.

Address: Bonch-Bruevich St Petersburg State University of Telecommunications, 22, Bolshhevikov Ave., St Petersburg 193232, Russia

E-mail: khya.khk@sut.ru

<https://orcid.org/0009-0008-0659-8126>

Grigoriy A. Fokin, Dr Sci. (Eng.) (2021), Associate Professor, Head of the Department of Wireless Technologies and Systems of the Bonch-Bruevich St Petersburg State University of Telecommunications. The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: radio access networks 4G, 5G, 6G; radio-engineering navigational systems and devices.

Address: Bonch-Bruevich St Petersburg State University of Telecommunications, 22, Bolshhevikov Ave., St Petersburg 193232, Russia

E-mail: fokin.ga@sut.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5358-1895>

Алгоритм получения декартовых несмещенных оценок координат цели по измерениям дальности и направления при произвольной угловой ориентации и смещении радара

В. Н. Буров[✉], А. В. Мякинников, Р. С. Фадеев, С. Е. Кузнецов

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

✉ burov@nntu.ru

Аннотация

Введение. Использование компенсации систематических ошибок при нелинейном преобразовании координат из сферической системы в декартову позволяет повысить точность получаемых оценок координат цели. В статье рассматривается обобщение известного алгоритма преобразования координат с компенсацией систематических ошибок в случае произвольного размещения и ориентации радиолокационной позиции в глобальной декартовой системе координат. Предложенный алгоритм позволяет получить вектор координат и соответствующую ему корреляционную матрицу ошибок в глобальной декартовой системе координат при наличии измерений дальности и угловых положений в локальной сферической системе координат, связанной с радиолокационной позицией. Рассмотрено применение предложенного алгоритма в задаче траекторной фильтрации. Компенсация систематических ошибок и расчет корреляционной матрицы вектора координат позволяет повысить точность траекторного сопровождения.

Цель работы. Повышение точности траекторного сопровождения при использовании калмановского фильтра с конвертированными измерениями за счет применения полученных математических выражений для оценок координат цели и соответствующей им корреляционной матрицы ошибок в глобальной декартовой системе координат.

Материалы и методы. При решении поставленной задачи использовались методы математической статистики, статистической теории оценивания, имитационного компьютерного моделирования.

Результаты. Получены математические выражения для расчета координат и соответствующей им корреляционной матрицы в глобальной декартовой системе координат. Получены сравнительные графики ошибок траекторного сопровождения при использовании различных способов построения калмановского фильтра для конвертированных измерений.

Заключение. Использование явных выражений для преобразования координат с компенсацией систематических ошибок демонстрирует возможность существенного повышения точности с ростом ошибок первичных измерений как при использовании прямого простого пересчета координат, так и с использованием калмановского фильтра для конвертированных измерений в глобальной декартовой системе координат.

Ключевые слова: траекторное сопровождение целей, преобразование с компенсацией систематических ошибок, фильтр Калмана с преобразованными измерениями, матрица вращения координат, локальная сферическая система координат, глобальная сферическая система координат

Для цитирования: Алгоритм получения декартовых несмещенных оценок координат цели по измерениям дальности и направления при произвольной угловой ориентации и смещении радара / В. Н. Буров, А. В. Мякинников, Р. С. Фадеев, С. Е. Кузнецов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 1. С. 76–91. doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-76-91

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 30.07.2025; принята к публикации после рецензирования 19.12.2025; опубликована онлайн 27.02.2026

Algorithm for Obtaining Cartesian Debaised Estimates of Target Coordinates from Range and Direction Measurements for an Arbitrary Radar Angular Orientation and Offset

Vladimir N. Burov[✉], Alexandr V. Myakinkov,
Roman S. Fadeev, Stanislav E. Kuznetsov

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

[✉]burov@nntu.ru

Abstract

Introduction. In order to increase the accuracy of estimating the coordinates of a target, it is necessary to compensate for systematic errors in the nonlinear transformation of coordinates from a spherical system to a Cartesian one. In this paper, we consider the generalization of the well-known coordinate transformation algorithm with compensation for systematic errors when the radar is positioned and oriented arbitrarily in the global Cartesian coordinate system. By applying the proposed algorithm, the coordinate vector and error correlation matrix can be obtained in the global Cartesian coordinate system in the presence of range measurements and angular positions in the local spherical coordinate system associated with the radar position. The proposed algorithm is discussed with respect to trajectory filtering. As a result of the compensation of systematic errors and the calculation of the correlation matrix of the coordinate vector, the accuracy of trajectory tracking is enhanced.

Aim. To improve the accuracy of trajectory tracking when using the Kalman filter with converted measurements by means of the mathematical expressions obtained to estimate the coordinates of a target and the error correlation matrix in the global Cartesian coordinate system.

Materials and methods. The problem was solved using the methods of mathematical statistics, statistical estimation theory, and computer simulation.

Results. Mathematical expressions for calculating coordinates and the corresponding correlation matrix within the global Cartesian coordinate system were derived. Furthermore, comparative graphs illustrating trajectory tracking errors, associated with the use of various methodologies for constructing a Kalman filter based on transformed measurements, were created.

Conclusion. The use of explicit expressions for coordinate transformation, accompanied by compensation for systematic errors, illustrates the potential for a substantial enhancement in accuracy when the errors of primary measurements increase. This improvement can be achieved when applying both direct and straightforward coordinate recalculation methods and a Kalman filter for transformed measurements within the global Cartesian coordinate system.

Keywords: target trajectory tracking, transformation with systematic error compensation, Kalman filter with transformed measurements, coordinate rotation matrix, local spherical coordinate system, global spherical coordinate system

For citation: Burov V. N., Myakinkov A. V., Fadeev R. S., Kuznetsov S. E. Algorithm for Obtaining Cartesian Debaised Estimates of Target Coordinates from Range and Direction Measurements for an Arbitrary Radar Angular Orientation and Offset. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 1, pp. 76–91.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-76-91

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

Submitted 30.07.2025; accepted 19.12.2025; published online 27.02.2026

Введение. Оптимальное преобразование измерений из одной системы координат в другую является важной задачей во многих приложениях, связанных с радиолокационными измерениями, поскольку неучет нелинейного характера преобразования при наличии погрешности первичных измерений приводит к возникновению систематических ошибок при траекторном сопровождении. Часто первичные измерения радара производятся в локальной сферической системе координат (дальность, азимут и угол места), а оценка параметров, получаемая на ос-

вичных измерений приводит к возникновению систематических ошибок при траекторном сопровождении. Часто первичные измерения радара производятся в локальной сферической системе координат (дальность, азимут и угол места), а оценка параметров, получаемая на ос-

нове этих измерений, используется в глобальной декартовой системе координат. Такая ситуация наблюдается, например, в распределенной (многопозиционной) системе, состоящей из нескольких радаров. Каждый радар может быть расположен в пространстве произвольным образом и имеет 6 степеней свободы позиционирования (3 степени свободы по координатам и 3 степени по угловым положениям радара).

Первый пример связан с размещением радара на летательном аппарате (ЛА). Возникает также задача определения координат объектов в глобальной декартовой системе координат при наблюдении их с борта ЛА, осуществляющего мониторинг, причем антенна радара может быть ориентирована произвольным образом относительно носителя [1]. Угловые положения и параметры движения ЛА известны в каждый момент времени с некоторой погрешностью на основании данных навигации и систем курсовой стабилизации ЛА.

Второй пример, также относящийся к транспортным системам, – использование распределенной радиолокационной системы технического зрения автомобиля с функциями автономного интеллектуального управления [2–6]. Отдельные радары, входящие в систему, размещены по периметру, в простейшем случае – на переднем бампере. Использование таких систем, в отличие от традиционных автомобильных радаров, позволяеткратно повысить разрешающую способность и точность определения координат окружающих объектов. Для этого используют измерения, полученные с помощью нескольких разнесенных и развернутых друг относительно друга радаров. Эти измерения объединяют в общей системе координат, что при наличии актуальной статистической информации об измерениях позволяет более корректно решить проблему кластеризации облаков измерений, относящихся к одному и тому же объекту [7, 8].

Еще один пример – задача контроля движения на дорогах и железнодорожных переездах, которая может быть построена на основе одного или нескольких радаров, расположенных под разными углами к проезжей части. Параметры транспортного потока должны оцениваться в глобальной декартовой системе коор-

динат, которая может быть привязана к направлению дороги [9–11].

Стандартные выражения несмещенного преобразования представлены в [12, 13]. Обобщение различных методов несмещенного преобразования приведено в [14]. В [15] приведен вариант реализации алгоритма траекторной фильтрации на базе несмещенного преобразования с возможностью обнаружения и последующей коррекции первичных измерений с аномально высокими ошибками. Существующие алгоритмы несмещенного преобразования координат, не вносящие смещения в оценку при наличии шума измерений, не позволяют решить задачу компенсации ошибок в случае произвольной ориентации радара в глобальной декартовой системе координат. В данной статье предложен способ преобразования с компенсацией систематических ошибок на случай произвольного размещения и ориентации радара в глобальной декартовой системе координат, являющийся обобщением известных алгоритмов, дополненный также анализом точности траекторного сопровождения в глобальной декартовой системе координат при использовании фильтра Калмана с трансформированными измерениями (Converted Measurement Kalman filter – СМКФ) [16]. Благодаря возможности расчета корреляционной матрицы ошибок первичных измерений в глобальной декартовой системе координат обеспечивается значительное повышение точности траекторной фильтрации. Алгоритм СМКФ имеет преимущество в вычислительной сложности и в простоте реализации по сравнению с расширенным фильтром Калмана (Extended Kalman Filter – ЕКФ), в котором требуется рассчитывать матрицу производных [17, 18]. Основная цель данной статьи – демонстрация возможности расчета несмещенных оценок вектора состояния и его корреляционной матрицы в глобальной декартовой системе координат с учетом произвольного расположения радиолокационной позиции в пространстве. Применение именно СМКФ-алгоритма для описываемой цели обусловлено его более простой структурой по сравнению с современными эффективными алгоритмами траекторной фильтрации [19, 20], которые значительно сложнее в реализации и требуют задания дополнительных

параметров. Математические соотношения, полученные в данной статье, можно успешно использовать и в случае ранее указанных эффективных алгоритмов фильтрации.

Во всех описанных ситуациях первичные измерения формируются в локальных сферических системах координат одного или нескольких радаров, имеющих различное расположение и углы ориентации, а вторичная обработка (кластеризация, ассоциация и траекторная фильтрация измерений) реализуется в глобальной декартовой системе координат. В данной статье будет рассмотрено одно из преимуществ использования преобразования с компенсацией систематических ошибок на примере траекторной фильтрации с использованием алгоритма СМКФ.

Вопрос преобразования координат рассматривается при условии неподвижности радиолокационной позиции в момент измерения. Перемещение радиолокационной позиции в течение интервала формирования

первичных измерений относительно наблюдаемого объекта не учитывается в данной статье. С математической точки зрения собственные скорости как у радиолокационной позиции, так и у измеряемого объекта не входят в формулы пересчета координат из одной системы координат в другую.

Принцип преобразования координат. Расположение и ориентация радара в глобальной декартовой системе координат определяются его координатами (x_0, y_0, z_0) и углами поворота $(\alpha_0, \beta_0, \gamma_0)$, как показано на рис. 1. Координатами наблюдаемого объекта в глобальной декартовой системе координат являются (x, y, z) .

В соответствии с теоремой Эйлера о вращении для размещения радара с указанными параметрами необходимо выполнить следующую последовательность действий [21]:

1. Перемещение радара в точку (x_0, y_0, z_0) из начала координат $(0, 0, 0)$ в пространстве.

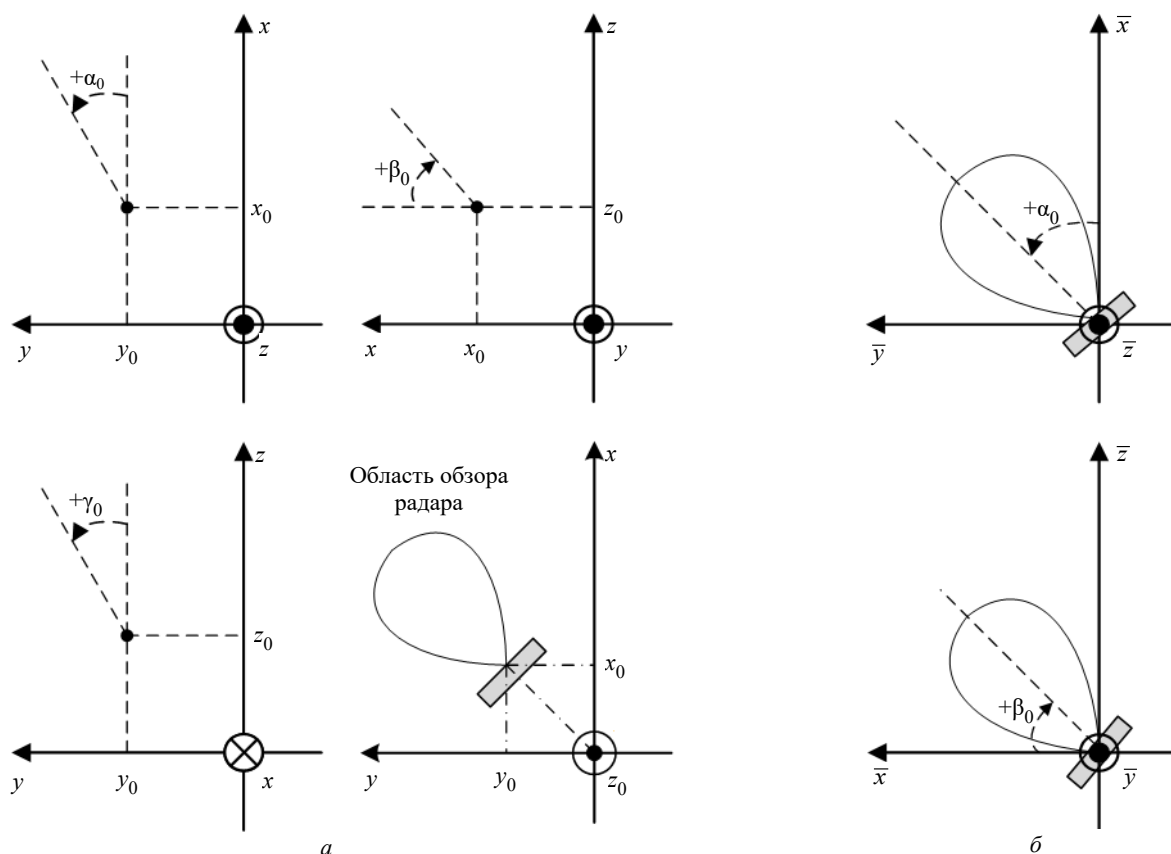


Fig. 1. Размещение радара и его ориентация: *a* – в трехмерной глобальной декартовой системе координат; *b* – в локальной декартовой системе координат

Fig. 1. Radar placement and orientation: *a* – in a 3D global Cartesian coordinate system; *b* – in a local Cartesian coordinate system

2. Азимутальный поворот радара против часовой стрелки вокруг текущей локальной оси z на угол α_0 (соответствующая матрица вращения M_z).

3. Угловой поворот радара по часовой стрелке вокруг текущей локальной оси y на угол β_0 (соответствующая матрица вращения M_y).

4. Угловой поворот радара по часовой стрелке вокруг текущей локальной оси x на угол γ_0 (соответствующая матрица вращения M_x).

Поворотные матрицы относительно заданных осей координат примут вид

$$M_z = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_0) & \sin(\alpha_0) & 0 \\ -\sin(\alpha_0) & \cos(\alpha_0) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$M_y = \begin{bmatrix} \cos(\beta_0) & 0 & \sin(\beta_0) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\beta_0) & 0 & \cos(\beta_0) \end{bmatrix};$$

$$M_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\gamma_0) & -\sin(\gamma_0) \\ 0 & \sin(\gamma_0) & \cos(\gamma_0) \end{bmatrix}.$$

Таким образом, координаты наблюдаемого объекта $(\bar{x}, \bar{y}, \bar{z})$ в локальной декартовой системе координат:

$$\begin{aligned} & [\bar{x} \quad \bar{y} \quad \bar{z}]^T = \\ & = M_x M_y M_z [(x - x_0) \quad (y - y_0) \quad (z - z_0)]^T. \end{aligned}$$

Процесс преобразования координат обратно в глобальную декартову систему координат можно представить как последовательность поворотов в обратном порядке:

$$\begin{aligned} & [x \quad y \quad z]^T = \\ & = M_z^T M_y^T M_x^T [\bar{x} \quad \bar{y} \quad \bar{z}]^T + [x_0 \quad y_0 \quad z_0]^T. \end{aligned}$$

Алгоритм преобразования координат. Входные данные алгоритма преобразования координат:

- (R, α, β) – исходные координаты наблюдаемого объекта в локальной сферической системе координат, связанной с радаром;
- (x_0, y_0, z_0) – координаты фазового цен-

тра приемной антенны, представленные в глобальной декартовой системе координат;

- $(\alpha_0, \beta_0, \gamma_0)$ – угловые положения фазовой центральной точки вращения антенны, которые соответствуют порядку вращения, показанному на рис. 1;

- $(\sigma_R, \sigma_\alpha, \sigma_\beta)$ – СКО соответствующих первичных измерений в локальной сферической системе координат радара.

Выходные данные алгоритма преобразования координат:

- (x, y, z) – координаты наблюдаемой точки в глобальной декартовой системе координат с компенсацией систематической ошибки;

- $R_{\bar{x}}$ – недиагональная в общем случае корреляционная матрица наблюдаемой точки в глобальной декартовой системе координат.

Первый шаг – получить координаты $\bar{\mathbf{x}} = [\bar{x} \quad \bar{y} \quad \bar{z}]^T$ объекта и соответствующей ему корреляционной матрицы $R_{\bar{\mathbf{x}}}$ в локальной декартовой системе координат, связанной с радаром. Для этого используются известные выражения преобразования координат с компенсацией систематических ошибок [12, 13]:

$$\begin{aligned} \bar{x} &= R \cos(\alpha) \cos(\beta) \times \\ & \times \left(1 - e^{-\sigma_\alpha^2} e^{-\sigma_\beta^2} + e^{-\sigma_\alpha^2/2} e^{-\sigma_\beta^2/2} \right); \\ \bar{y} &= R \sin(\alpha) \cos(\beta) \times \\ & \times \left(1 - e^{-\sigma_\alpha^2} e^{-\sigma_\beta^2} + e^{-\sigma_\alpha^2/2} e^{-\sigma_\beta^2/2} \right); \\ \bar{z} &= R \sin(\beta) \left(1 - e^{-\sigma_\beta^2} + e^{-\sigma_\beta^2/2} \right). \end{aligned} \quad (1)$$

Выражения (1) при подстановке в них нулевых значений ошибок измерений первичных координат $(\sigma_R = 0, \sigma_\alpha = 0, \sigma_\beta = 0)$ совпадут со стандартными выражениями преобразования координат из сферической системы координат в декартову.

Коэффициенты корреляции полученных оценок координат определяются выражениями [12, 13]

$$\begin{aligned} r_{\bar{x}\bar{x}} &= -R^2 \cos^2(\alpha) \cos^2(\beta) e^{-\sigma_\alpha^2} e^{-\sigma_\beta^2} + \\ & + \frac{1}{4} (R^2 + \sigma_R^2) \left(1 + \cos(2\alpha) e^{-2\sigma_\alpha^2} \right) \times \\ & \times \left(1 + \cos(2\beta) e^{-2\sigma_\beta^2} \right); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 r_{\bar{y}\bar{y}} &= -R^2 \sin^2(\alpha) \cos^2(\beta) e^{-\sigma_\alpha^2} e^{-\sigma_\beta^2} + \\
 &+ \frac{1}{4} (R^2 + \sigma_R^2) \left(1 - \cos(2\alpha) e^{-2\sigma_\alpha^2}\right) \times \\
 &\quad \times \left(1 + \cos(2\beta) e^{-2\sigma_\beta^2}\right); \\
 r_{\bar{z}\bar{z}} &= -R^2 \sin^2(\beta) e^{-\sigma_\beta^2} + \\
 &+ \frac{1}{2} (R^2 + \sigma_R^2) \left(1 - \cos(2\beta) e^{-2\sigma_\beta^2}\right); \quad (2) \\
 r_{\bar{x}\bar{y}} = r_{\bar{y}\bar{x}} &= -R^2 \sin(\alpha) \cos(\alpha) \cos^2(\beta) e^{-\sigma_\alpha^2} e^{-\sigma_\beta^2} + \\
 &+ \frac{1}{4} (R^2 + \sigma_R^2) \sin(2\alpha) \left(1 + \cos(2\beta) e^{-2\sigma_\beta^2}\right) e^{-2\sigma_\alpha^2}; \\
 r_{\bar{x}\bar{z}} = r_{\bar{z}\bar{x}} &= -R^2 \cos(\alpha) \sin(\beta) \cos(\beta) e^{-\sigma_\alpha^2/2} e^{-\sigma_\beta^2} + \\
 &+ \frac{1}{2} (R^2 + \sigma_R^2) \cos(\alpha) \sin(2\beta) e^{-\sigma_\alpha^2/2} e^{-2\sigma_\beta^2}; \\
 r_{\bar{y}\bar{z}} = r_{\bar{z}\bar{y}} &= -R^2 \sin(\alpha) \sin(\beta) \cos(\beta) e^{-\sigma_\alpha^2/2} e^{-\sigma_\beta^2} + \\
 &+ \frac{1}{2} (R^2 + \sigma_R^2) \sin(\alpha) \sin(2\beta) e^{-\sigma_\alpha^2/2} e^{-2\sigma_\beta^2}.
 \end{aligned}$$

Для представления преобразований в компактной векторно-матричной форме введем следующие обозначения:

$$\bar{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{y} \\ \bar{z} \end{bmatrix}; \quad R_{\bar{\mathbf{x}}} = \begin{bmatrix} r_{\bar{x}\bar{x}} & r_{\bar{x}\bar{y}} & r_{\bar{x}\bar{z}} \\ r_{\bar{y}\bar{x}} & r_{\bar{y}\bar{y}} & r_{\bar{y}\bar{z}} \\ r_{\bar{z}\bar{x}} & r_{\bar{z}\bar{y}} & r_{\bar{z}\bar{z}} \end{bmatrix}.$$

Второй шаг – вычислить матрицу обратного поворота M_R в глобальной декартовой системе координат в соответствии с правилом, показанным на рис. 1:

$$\begin{aligned}
 M_R &= M_z^T M_y^T M_x^T = \\
 &= \begin{bmatrix} \cos(\alpha_0) & -\sin(\alpha_0) & 0 \\ \sin(\alpha_0) & \cos(\alpha_0) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \\
 &\times \begin{bmatrix} \cos(\beta_0) & 0 & -\sin(\beta_0) \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(\beta_0) & 0 & \cos(\beta_0) \end{bmatrix} \times \\
 &\times \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\gamma_0) & \sin(\gamma_0) \\ 0 & -\sin(\gamma_0) & \cos(\gamma_0) \end{bmatrix}.
 \end{aligned}$$

Затем вычисляются координаты $\mathbf{x} = [x \ y \ z]^T$ в глобальной декартовой системе координат:

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} &= M_R \begin{bmatrix} \bar{x} \\ \bar{y} \\ \bar{z} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{bmatrix}; \\
 x &= \bar{x} \cos(\alpha_0) \cos(\beta_0) + \\
 &+ \bar{y} (\cos(\alpha_0) \sin(\beta_0) \sin(\gamma_0) - \sin(\alpha_0) \cos(\gamma_0)) + \\
 &+ \bar{z} (-\cos(\alpha_0) \sin(\beta_0) \cos(\gamma_0) - \sin(\alpha_0) \sin(\gamma_0)) + \\
 &+ x_0; \\
 y &= \bar{x} \sin(\alpha_0) \cos(\beta_0) + \\
 &+ \bar{y} (\sin(\alpha_0) \sin(\beta_0) \sin(\gamma_0) + \cos(\alpha_0) \cos(\gamma_0)) + \\
 &+ \bar{z} (-\sin(\alpha_0) \sin(\beta_0) \cos(\gamma_0) + \cos(\alpha_0) \sin(\gamma_0)) + \\
 &+ y_0; \\
 z &= \bar{x} \sin(\beta_0) - \bar{y} \cos(\beta_0) \sin(\gamma_0) + \\
 &+ \bar{z} \cos(\beta_0) \cos(\gamma_0) + z_0.
 \end{aligned}$$

Для вычисления корреляционной матрицы $R_{\mathbf{x}}$ в глобальной декартовой системе координат используется процедура линейной экстраполяции корреляционной матрицы по аналогии с ЕКФ по следующему алгоритму: $R_{i+1/i} = F R_{i/i} F^T$, где матрица F имеет смысл матрицы линейной экстраполяции параметров траектории [17]. Корреляционная матрица в локальной декартовой системе координат преобразуется в матрицу, относящуюся к глобальной декартовой системе координат, с помощью матрицы линейного преобразования M_R (матрицы обратного поворота):

$$R_{\mathbf{x}} = M_R R_{\bar{\mathbf{x}}} M_R^T.$$

Моделирование оценок координат для неподвижной точечной цели. При наблюдении неподвижной точечной цели, имеющей координаты (x, y, z) в глобальной декартовой системе, в локальной сферической системе координат радара формируется совокупность гауссовских первичных измерений R_i, α_i, β_i с известными значениями СКО $\sigma_R, \sigma_\alpha, \sigma_\beta$ и диагональной корреляционной матрицей, где i – номер измерения ($i = 1, 2, \dots, N$).

В глобальной декартовой системе координат сформированы две реализации с использо-

ванием совокупности первичных измерений. Первая реализация $\tilde{x}_i, \tilde{y}_i, \tilde{z}_i$ вычисляется по формулам (1) без учета информации об ошибках первичных измерений (в предположении $\sigma_R=0, \sigma_\alpha=0, \sigma_\beta=0$), а вторая реализация $\hat{x}_i, \hat{y}_i, \hat{z}_i$ вычисляется по тем же формулам (1), но с учетом СКО ошибок первичных измерений ($\sigma_R > 0, \sigma_\alpha > 0, \sigma_\beta > 0$).

Для оценок с компенсацией постоянной составляющей ошибок $\hat{x}_i, \hat{y}_i, \hat{z}_i$ соответствующие выборочные корреляционные моменты приведены в выражениях

$$\begin{aligned} \hat{r}_{xx} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{x}_i - x)^2; \\ \hat{r}_{yy} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{y}_i - y)^2; \\ \hat{r}_{zz} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{z}_i - z)^2; \\ \hat{r}_{xy} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{x}_i - x)(\hat{y}_i - y); \\ \hat{r}_{xz} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{x}_i - x)(\hat{z}_i - z); \\ \hat{r}_{yz} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\hat{y}_i - y)(\hat{z}_i - z); \\ M(\hat{x}_i) &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \hat{x}_i; M(\hat{y}_i) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \hat{y}_i; \\ M(\hat{z}_i) &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \hat{z}_i. \end{aligned} \quad (3)$$

Оценить выигрыш в точности преобразования с компенсацией систематических ошибок можно по отношению средних значений разницы между соответствующей оценкой, полученной одним из двух указанных выше способов, и известными координатами. Для этого вычисляются средние значения смещенных оценок координат $M(\tilde{x}_i), M(\tilde{y}_i), M(\tilde{z}_i)$:

$$\begin{aligned} M(\tilde{x}_i) &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \tilde{x}_i; M(\tilde{y}_i) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \tilde{y}_i; \\ M(\tilde{z}_i) &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \tilde{z}_i. \end{aligned}$$

Выигрыши в точности оценивания координат $B(x, \%)$, $B(y, \%)$, $B(z, \%)$, выраженные в процентах, вычисляются по формулам

$$\begin{aligned} B(x, \%) &= 100 \frac{|x - M(\tilde{x}_i)|}{|x - M(\hat{x}_i)|}; \\ B(y, \%) &= 100 \frac{|y - M(\tilde{y}_i)|}{|y - M(\hat{y}_i)|}; \\ B(z, \%) &= 100 \frac{|z - M(\tilde{z}_i)|}{|z - M(\hat{z}_i)|}. \end{aligned}$$

В таблице приведены результаты расчетов и моделирования, иллюстрирующие снижение систематических ошибок определения координат при учете статистических свойств ошибок первичных измерений. Результаты получены по 10 000 независимых реализаций при заданных координатах точечной цели.

Как видно из таблицы, экспериментальные оценки моментов корреляции, полученные с использованием формул (3), соответствуют оценкам, полученным с помощью теоретических выражений (2). С ростом ошибок первичных измерений увеличиваются значения корреляционной матрицы R_x .

Моделирование траекторного сопровождения цели. В практических приложениях происходит взаимное перемещение РЛС и наблюдаемой цели. Поэтому представляет интерес анализ точности оценки координат цели, движущейся по заданной траектории. Рассмотрим 5 вариантов оценивания текущих координат цели. Первые два будут соответствовать случаю, когда за оценки координат цели принимаются непосредственно первичные измерения, пересчитанные в глобальную декартову систему, а в трех случаях будет использоваться алгоритм траекторного сглаживания на основе калмановской фильтрации.

Будем полагать, что цель удаляется от РЛС, совершая равномерное прямолинейное движение в пространстве со следующими постоянными скоростями: $v_x = +3$ м/с; $v_y = +3$ м/с и $v_z = +5$ м/с. Дискретный шаг времени $T = 1$ с. СКО первичных измерений положим равными: $\sigma_R = 1$ м; $\sigma_\alpha = 2^\circ$; $\sigma_\beta = 3^\circ$. Параметры расположения неподвижного радара в глобальной системе координат: $x_0 = +7$ м; $y_0 = -5$ м;

Результаты математического моделирования выигрыша в точности при использовании преобразования с компенсацией систематической ошибки с поворотом системы координат

Results of mathematical modeling of the benefit in accuracy when using the unbiased transformation with coordinate rotation

Параметры моделирования	Малые значения СКО первичных измерений	Средние значения СКО первичных измерений	Высокие значения СКО первичных измерений
$(R, \alpha, \beta),$ $(M, \dots^\circ, \dots^\circ)$	(+25, -30, +5)	(+25, -30, +5)	(+25, -30, +5)
$(x_0, y_0, z_0),$ (M, M, M)	(+7, -5, +3)	(+7, -5, +3)	(+7, -5, +3)
$(\alpha_0, \beta_0, \gamma_0),$ $(\dots^\circ, \dots^\circ, \dots^\circ)$	(+17, +7, +8)	(+17, +7, +8)	(+17, +7, +8)
$(\sigma_R, \sigma_\alpha, \sigma_\beta),$ $(M, \dots^\circ, \dots^\circ)$	(0.01, 0.05, 0.05)	(0.1, 0.5, 0.7)	(1.0, 2.0, 3.0)
$(x, y, z) (M, M, M)$	(30.5353, -10.3821, 9.4902)	(30.538, -10.3827, 9.4909)	(30.5819, -10.3929, 9.5018)
$r_{xx} = R_x(1,1)$	0.00014201	0.016891	1.0271
\hat{r}_{xx}	0.00014685	0.0174	1.0666
$r_{yy} = R_x(2,2)$	0.00044999	0.046138	0.77744
\hat{r}_{yy}	0.00044536	0.045191	0.76568
$r_{zz} = R_x(3,3)$	0.00043062	0.087494	1.6599
\hat{r}_{zz}	0.00045219	0.087925	1.6643
$r_{xy} = R_x(1,2) =$ $= R_x(2,1)$	9.1534e-05	0.0062516	-0.076946
\hat{r}_{xy}	7.2998e-05	0.0059703	-0.083663
$r_{xz} = R_x(1,3) =$ $= R_x(3,1)$	-8.6523e-05	-0.019705	-0.16017
\hat{r}_{xz}	-9.4816e-05	-0.020223	-0.17732
$r_{yz} = R_x(2,3) =$ $= R_x(3,2)$	2.1234e-05	0.0072722	0.0942
\hat{r}_{yz}	2.5281e-05	0.007827	0.10554
$B(x, \%)$	125	379.3307	590.8908
$B(y, \%)$	104.1096	144.3916	249.7734
$B(z, \%)$	95.9459	38.018	426.7046

$z_0 = +3M$; $\alpha_0 = +17^\circ$; $\beta_0 = +7^\circ$; $\gamma_0 = +8^\circ$. Размер скользящего окна для расчета корреляционной матрицы примем $M = 7$, число первичных измерений при оценивании начального приближения $K = 40$. Будем находить последовательность оценок координат цели для $N = 100$ последовательных дискретных моментов времени. Для расчета статистических характеристик методом математического моделирования будет использован ансамбль реализаций объемом $S = 10\,000$.

В случае использования алгоритма СМКФ для оценки априори неизвестных компонент скорости использовался метод оценки на основе линейной регрессии координатных измерений в скользящем окне.

Вариант 1. Алгоритм прямого пересчета координат в глобальную декартову систему координат по формулам (1) без учета компенсации СКО первичных измерений ($\sigma_R = 0$; $\sigma_\alpha = 0$; $\sigma_\beta = 0$).

Формируется последовательность измерений $\{(\tilde{x}_1, \tilde{y}_1, \tilde{z}_1), (\tilde{x}_2, \tilde{y}_2, \tilde{z}_2), \dots, (\tilde{x}_N, \tilde{y}_N, \tilde{z}_N)\}$.

Вариант 2. Алгоритм пересчета координат в глобальную декартову систему координат с использованием компенсации систематической ошибки, рассчитанной по формулам (1), с учетом компенсаций СКО первичных измерений ($\sigma_R > 0$, $\sigma_\alpha > 0$, $\sigma_\beta > 0$).

Формируется последовательность измерений $\{(\hat{x}_1, \hat{y}_1, \hat{z}_1), (\hat{x}_2, \hat{y}_2, \hat{z}_2), \dots, (\hat{x}_N, \hat{y}_N, \hat{z}_N)\}$.

Вариант 3. Алгоритм (СМКФ), в котором начальное приближение для координат целей и соответствующая ему корреляционная матрица оцениваются исходя из линейной регрессии координатных измерений. Приведем основные соотношения для алгоритма СМКФ.

При наличии текущих измерений \mathbf{x} , R_x и экстраполированных оценок $\mathbf{x}_{i/i-1}$ и $R_{x,i/i-1}$ уравнения калмановской фильтрации в каноническом

виде записываются следующим образом [17, 18]:

$$K = R_{\mathbf{x},i/i-1} H^T \left(H R_{\mathbf{x},i/i-1} H^T + R_{\mathbf{x}} \right)^{-1};$$

$$\mathbf{x}_{i/i} = \mathbf{x}_{i/i-1} + K (\mathbf{x} - H \mathbf{x}_{i/i-1});$$

$$R_{\mathbf{x},i/i} = (I - KH) R_{\mathbf{x},i/i-1}.$$

Экстраполяция уравнений фильтрации на следующий шаг выполняется по правилу:

$$\mathbf{x}_{i+1/i} = F \mathbf{x}_{i/i};$$

$$R_{\mathbf{x},i+1/i} = F R_{\mathbf{x},i/i} F^T + Q_{\mathbf{x}},$$

где H – матрица преобразования в стандартной записи фильтра Калмана; I – единичная матрица; F – матрица экстраполяции на следующий шаг:

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & T & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & T & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & T \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

В частном случае для архитектуры алгоритма СМКФ матрица H является единичной и совпадает с матрицей I , но в общем случае это не так. Матрица $Q_{\mathbf{x}}$ необходима для регуляризации корреляционной матрицы и обеспечения устойчивости процедуры фильтрации. Она выбирается в зависимости от используемого стандарта вычислений с плавающей точкой:

$$Q_{\mathbf{x}} =$$

$$= \text{diag} \{ 1 \cdot 10^{-4}, 1 \cdot 10^{-4}, 1 \cdot 10^{-4}, 5 \cdot 10^{-5}, 5 \cdot 10^{-5}, 5 \cdot 10^{-5} \}.$$

Начальное приближение для СМКФ рассчитывается как результат усреднения позиции и корреляционной матрицы исходя из линейной регрессии [22] в скользящем окне размера K . В последовательности измерений $\{(\tilde{x}_1, \tilde{y}_1, \tilde{z}_1), (\tilde{x}_2, \tilde{y}_2, \tilde{z}_2), \dots, (\tilde{x}_K, \tilde{y}_K, \tilde{z}_K), \dots, (\tilde{x}_N, \tilde{y}_N, \tilde{z}_N)\}$, взятых в моменты времени $\{t_1, t_2, \dots, t_K, \dots, t_N\}$, первые K измерений используются для расчета первичного измерения по формулам

$$v_{\tilde{x}} = \frac{K \left(\sum_{i=1}^K t_i \tilde{x}_i \right) - \left(\sum_{i=1}^K t_i \right) \left(\sum_{i=1}^K \tilde{x}_i \right)}{K \left(\sum_{i=1}^K t_i^2 \right) - \left(\sum_{i=1}^K t_i \right)^2};$$

$$b_{\tilde{x}} = \frac{1}{K} \left[\left(\sum_{i=1}^K \tilde{x}_i \right) - v_{\tilde{x}} \left(\sum_{i=1}^K t_i \right) \right]; \quad (4)$$

$$\sigma_{\tilde{x}}^2 = \frac{1}{K-1} \times$$

$$\times \left[\left(\sum_{i=1}^K \tilde{y}_i^2 \right) - 2v_{\tilde{x}} \left(\sum_{i=1}^K \tilde{x}_i \tilde{y}_i \right) - 2b_{\tilde{x}} \left(\sum_{i=1}^K \tilde{y}_i \right) + v_{\tilde{x}}^2 \left(\sum_{i=1}^K \tilde{x}_i^2 \right) + 2v_{\tilde{x}} b_{\tilde{x}} \left(\sum_{i=1}^K \tilde{x}_i \right) + K b_{\tilde{x}}^2 \right];$$

$$\sigma_{v_{\tilde{x}}}^2 = \left(K \sigma_{\tilde{x}}^2 \right) / \left[K \left(\sum_{i=1}^K \tilde{x}_i^2 \right) - \left(\sum_{i=1}^K \tilde{x}_i \right)^2 \right].$$

где $v_{\tilde{x}}$ и $b_{\tilde{x}}$ – коэффициенты линейной аппроксимации ($v_{\tilde{x}}$ – оценка скорости; $b_{\tilde{x}}$ – смещение).

Соотношения (4) для x -координаты будут аналогичны и для y, z -координат. Значения квадратов ошибок $\sigma_{\tilde{x}}^2, \sigma_{\tilde{y}}^2, \sigma_{\tilde{z}}^2, \sigma_{v_{\tilde{x}}}^2, \sigma_{v_{\tilde{y}}}^2, \sigma_{v_{\tilde{z}}}^2$ будут использованы как диагональные элементы корреляционной матрицы $R_{\tilde{\mathbf{x}},1/0}$. Начальное приближение $\tilde{\mathbf{x}}_{1/0}$ и корреляционная матрица $R_{\tilde{\mathbf{x}},1/0}$ будут рассчитаны по формулам

$$\tilde{\mathbf{x}}_{1/0} =$$

$$= \left[(v_{\tilde{x}} t_K + b_{\tilde{x}}) (v_{\tilde{y}} t_K + b_{\tilde{y}}) (v_{\tilde{z}} t_K + b_{\tilde{z}}) v_{\tilde{x}} v_{\tilde{y}} v_{\tilde{z}} \right]^T,$$

$$R_{\tilde{\mathbf{x}},1/0} = \text{diag} \left\{ \sigma_{\tilde{x}}^2, \sigma_{\tilde{y}}^2, \sigma_{\tilde{z}}^2, \sigma_{v_{\tilde{x}}}^2, \sigma_{v_{\tilde{y}}}^2, \sigma_{v_{\tilde{z}}}^2 \right\} + Q_{\tilde{\mathbf{x}}}.$$

В качестве последующих оценок координат, скоростей и корреляционных матриц передаются оценки, получаемые линейной регрессией соответствующих координат, где параметры $v_{\tilde{x},i}, v_{\tilde{y},i}, v_{\tilde{z},i}, \sigma_{\tilde{x},i}^2, \sigma_{\tilde{y},i}^2, \sigma_{\tilde{z},i}^2, \sigma_{v_{\tilde{x},i}}^2, \sigma_{v_{\tilde{y},i}}^2, \sigma_{v_{\tilde{z},i}}^2$ рассчитываются в скользящем окне размера K :

$$\tilde{\mathbf{x}}_i = \left[\tilde{x}_i \quad \tilde{y}_i \quad \tilde{z}_i \quad v_{\tilde{x},i} \quad v_{\tilde{y},i} \quad v_{\tilde{z},i} \right]^T;$$

$$R_{\tilde{\mathbf{x}},i} = \text{diag} \left\{ \sigma_{\tilde{x},i}^2, \sigma_{\tilde{y},i}^2, \sigma_{\tilde{z},i}^2, \sigma_{v_{\tilde{x},i}}^2, \sigma_{v_{\tilde{y},i}}^2, \sigma_{v_{\tilde{z},i}}^2 \right\}.$$

Вариант 4. Алгоритм СМКФ, в котором начальное приближение для координат целей и соответствующая ему корреляционная матрица оцениваются исходя из линейной регрессии ко-

ординатных измерений для первых K измерений $\{(\hat{x}_1, \hat{y}_1, \hat{z}_1), (\hat{x}_2, \hat{y}_2, \hat{z}_2), \dots, (\hat{x}_K, \hat{y}_K, \hat{z}_K)\}$ с компенсацией систематической ошибки, получаемой по формулам (1). Начальное приближение и корреляционная матрица ошибок измерений вычисляются по формулам

$$\hat{\mathbf{x}}_{1/0} = \left[(v_{\hat{x}} t_K + b_{\hat{x}}) (v_{\hat{y}} t_K + b_{\hat{y}}) (v_{\hat{z}} t_K + b_{\hat{z}}) v_{\hat{x}} v_{\hat{y}} v_{\hat{z}} \right]^T;$$

$$R_{\hat{\mathbf{x}},1/0} = \text{diag} \left\{ \sigma_{\hat{x}}^2, \sigma_{\hat{y}}^2, \sigma_{\hat{z}}^2, \sigma_{v_{\hat{x}}}^2, \sigma_{v_{\hat{y}}}^2, \sigma_{v_{\hat{z}}}^2 \right\} + Q_{\mathbf{x}}.$$

В качестве последующих оценок координат, скоростей и корреляционных матриц используются параметры $v_{\hat{x},i}, v_{\hat{y},i}, v_{\hat{z},i}, \sigma_{\hat{x},i}^2, \sigma_{\hat{y},i}^2, \sigma_{\hat{z},i}^2, \sigma_{v_{\hat{x},i}}^2, \sigma_{v_{\hat{y},i}}^2, \sigma_{v_{\hat{z},i}}^2$ в скользящем окне размера K . При этом получаются оценки координат и корреляционной матрицы:

$$\hat{\mathbf{x}}_i = \left[\hat{x}_i \quad \hat{y}_i \quad \hat{z}_i \quad v_{\hat{x},i} \quad v_{\hat{y},i} \quad v_{\hat{z},i} \right]^T;$$

$$R_{\hat{\mathbf{x}},i} = \text{diag} \left\{ \sigma_{\hat{x},i}^2, \sigma_{\hat{y},i}^2, \sigma_{\hat{z},i}^2, \sigma_{v_{\hat{x},i}}^2, \sigma_{v_{\hat{y},i}}^2, \sigma_{v_{\hat{z},i}}^2 \right\}.$$

Вариант 5. Алгоритм СМКФ, для которого в качестве начального приближения используется линейная регрессия оценок координат $\{(\hat{x}_1, \hat{y}_1, \hat{z}_1), (\hat{x}_2, \hat{y}_2, \hat{z}_2), \dots, (\hat{x}_K, \hat{y}_K, \hat{z}_K)\}$ с компенсацией систематической ошибки, получаемой по формулам (1), а в качестве начального значения корреляционной матрицы используется усреднение первых K оценок корреляционных матриц:

$$\hat{\mathbf{x}}_{1/0} =$$

$$= \left[(v_{\hat{x}} t_K + b_{\hat{x}}) (v_{\hat{y}} t_K + b_{\hat{y}}) (v_{\hat{z}} t_K + b_{\hat{z}}) v_{\hat{x}} v_{\hat{y}} v_{\hat{z}} \right]^T;$$

$$R_{\hat{\mathbf{x}},1/0} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K R_{\hat{\mathbf{x}},i};$$

$$R_{\hat{\mathbf{x}},i} = \begin{bmatrix} r_{xx,i} & r_{xy,i} & r_{xz,i} & 0 & 0 & 0 \\ r_{xy,i} & r_{yy,i} & r_{yz,i} & 0 & 0 & 0 \\ r_{xz,i} & r_{yz,i} & r_{zz,i} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_{v_{\hat{x},i}}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{v_{\hat{y},i}}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{v_{\hat{z},i}}^2 \end{bmatrix}.$$

В качестве последующих измерений используется последовательность оценок координат с компенсацией систематических оценок и соответствующие им недиагональные корреляционные матрицы

$$\left\{ (\hat{x}_K, \hat{y}_K, \hat{z}_K, R_{\hat{\mathbf{x}},K}), (\hat{x}_{K+1}, \hat{y}_{K+1}, \hat{z}_{K+1}, R_{\hat{\mathbf{x}},K+1}), \dots, (\hat{x}_N, \hat{y}_N, \hat{z}_N, R_{\hat{\mathbf{x}},N}) \right\}.$$

Усреднение корреляционных матриц на последующих шагах алгоритма не производится.

Вариант 6. Алгоритм СМКФ, для которого начальное приближение используется как результат процедуры несмещенного преобразования с помощью усреднения нескольких недиагональных корреляционных матриц в окне размера K , аналогично случаю 5. Однако в качестве последующих значений недиагональной корреляционной матрицы $R_{\hat{\mathbf{x}}}$ (структура матрицы аналогична случаю 5) используется усредненное значение корреляционной матрицы для последних M корреляционных матриц в скользящем окне. В процессе фильтрации используется следующая последовательность измерений:

$$\left\{ \left(\hat{x}_K, \hat{y}_K, \hat{z}_K, \left[\frac{\sum_{i=K-M+1}^K R_{\hat{\mathbf{x}},i}}{M} \right] \right), \right.$$

$$\left(\hat{x}_{K+1}, \hat{y}_{K+1}, \hat{z}_{K+1}, \left[\frac{\sum_{i=K-M+2}^{K+1} R_{\hat{\mathbf{x}},i}}{M} \right] \right), \dots$$

$$\left. \dots, \left(\hat{x}_N, \hat{y}_N, \hat{z}_N, \left[\frac{\sum_{i=N-M+1}^N R_{\hat{\mathbf{x}},i}}{M} \right] \right) \right\}.$$

В случае 6 используются методы компенсации ошибок, линейная регрессия служит для получения начального приближения и оценивания скорости, а усреднение корреляционных матриц производится в скользящем окне размера M .

Результаты моделирования. Для сравнения нескольких алгоритмов по показателю точности траекторного сопровождения рассмотрим средний нормализованный квадрат ошибки ANEES (Average Normalized Estimation

Error Squared)[14, 20]. Данный показатель позволяет получить единую оценку качества траекторной фильтрации в случае многомерного вектора оцениваемых параметров. Для реализации ансамбля из S повторений по Монте-Карло расчет нормализованного квадрата ошибки для вектора \mathbf{x}_i размерности 3 будет выглядеть следующим образом:

$$\text{ANEES}_i = \frac{1}{3S} \sum_{s=1}^S (\hat{\mathbf{x}}_{i,s} - \mathbf{x}_i)^T P_{\mathbf{x},i}^{-1} (\hat{\mathbf{x}}_{i,s} - \mathbf{x}_i),$$

где i – индекс дискретного отсчета времени ($i = 1, 2, \dots, N$); $\hat{\mathbf{x}}_{i,s}$ – оценка вектора состояния цели, получаемая для конкретной реализации алгоритма траекторной фильтрации в дискретный момент времени i для ансамбля с номером s . В качестве матрицы $P_{\mathbf{x}}$ предлагается использовать корреляционную матрицу, соответствующую нижней границе Рао–Крамера, которую можно рассчитать, используя соотношение

$$P_{\mathbf{x}} = M_R \left(\bar{H}_N^T R_N^{-1} \bar{H}_N \right)^{-1} M_R^T, \quad (5)$$

где матрица производных $\bar{H} = dh(\mathbf{x}_n)/dx_n$ должна быть рассчитана для традиционного уравнения первичных измерений в сферической системе координат без учета разворотов и положения радара [23]. Соотношение (5) содержит классический расчет теоретической корреляционной матрицы, которая затем умножается на матрицу вращения M_R .

На рис. 2 приведены графики ANEES в зависимости от дальности до удаляющейся с течением времени цели, где каждый из случаев отмечен соответствующей цифрой. Рис. 2, а, б, в соответствуют разным масштабам графиков ANEES. Для отображения алгоритмов получения оценок скорости и корреляционной матрицы в легенде графиков введены обозначения: LS – использование линейной регрессии; conv – использование измерений или корреляционных матриц с компенсацией систематических оши-

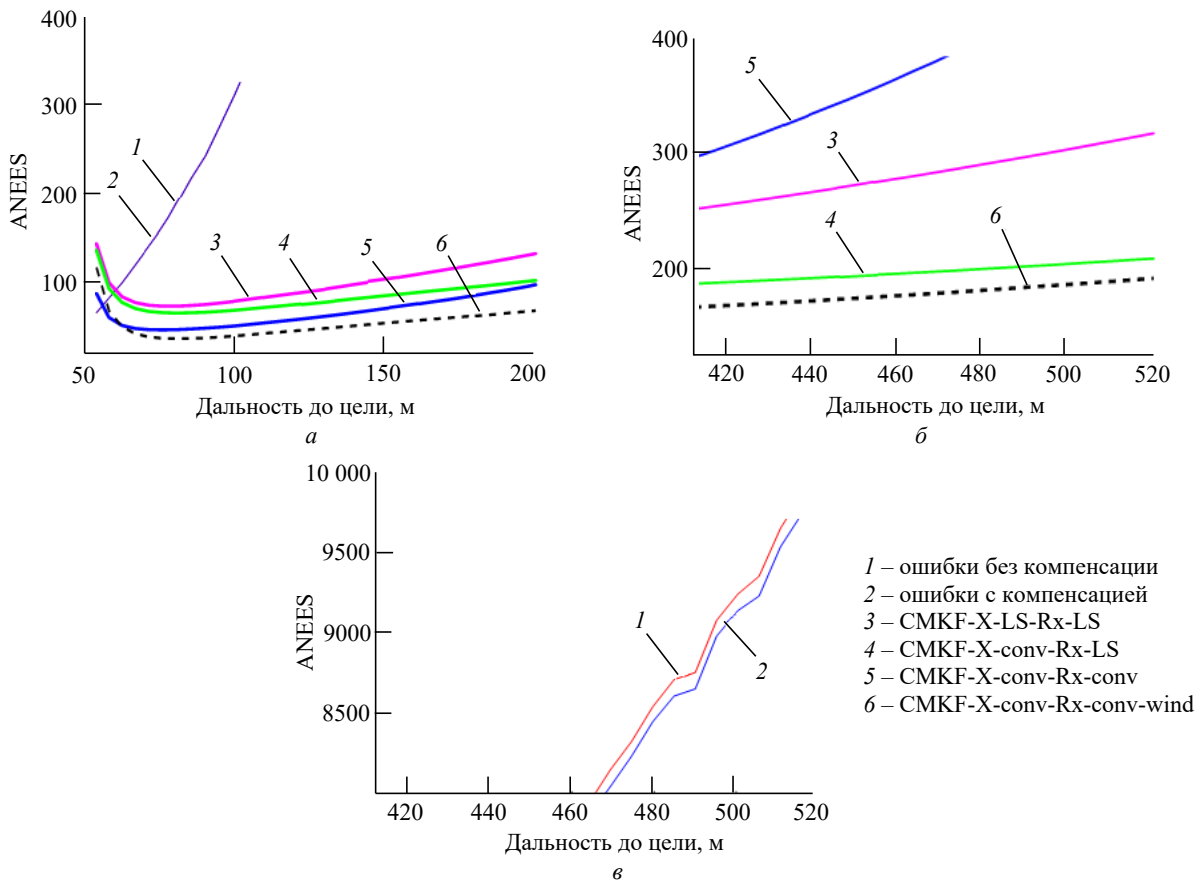


Рис. 2. Графики изменения ANEES при траекторном движении цели: а – начальный участок траектории; б, в – конечный участок траектории

Fig. 2. Graphs of the change in ANEES during the trajectory movement of the target: а – initial section of the trajectory; б, в – final section of the trajectory

бок; wind – использование скользящего окна при вычислении корреляционной матрицы.

Стоит отметить, что систематические ошибки оценивания координат возрастают с увеличением дальности наблюдаемого объекта по причине увеличения СКО ошибок измерения угловых координат на большой дальности.

Варианты 1 и 2 различаются по критерию ANEES незначительно. Случаи 1 и 2 не используют механизмы траекторного сглаживания в отличие от случаев 3–6, предполагающих траекторное сопровождение движущейся цели. На начальном участке траектории или при небольших значениях СКО первичных измерений методы прямого расчета координат могут обеспечивать более высокую точность по сравнению с фильтровыми алгоритмами СМКФ ввиду того, что все фильтровые алгоритмы характеризуются переходным процессом, который сопровождается постепенным повышением точности. Данное обстоятельство открывает дополнительные возможности для построения многомодельных алгоритмов фильтрации [24].

В случаях 3–6 для измерения скорости используется скользящее окно достаточно большого размера (30–40 отсчетов), существенно превышающего окно для формирования начального приближения или усреднения оценок корреляционной матрицы R_x . Моделирование траектории производится в предположении о равномерном прямолинейном характере движения цели, и при увеличении размера скользящего окна получаются более точные оценки скоростей. Поэтому те элементы корреляционной матрицы R_x , которые относятся к ошибкам оценивания скорости, уменьшаются со временем и вносят все меньший вклад в результирующую точность оценивания координат. Таким образом, взаимные корреляционные моменты по координатам в большей степени влияют на точность оценивания координат цели. Размер окна усреднения корреляционной матрицы R_x выбирается небольшим, чтобы учитывать изменяющийся характер этой матрицы в зависимости от дальности до цели.

Из полученных графиков видно, что применение предложенного алгоритма получения несмещенных оценок первичных измерений коор-

динат цели при переходе из локальной сферической системы координат радара в глобальную декартову систему, в которой осуществляется траекторное сопровождение, позволяет значительно снизить влияние ошибок измерений на точность определения координат целей. При этом ключевую роль играют 3 фактора: учет СКО ошибок первичных измерений в (1), использование оценки недиагональной корреляционной матрицы первичных измерений и усреднение оценки этой матрицы в скользящем окне.

Заключение. Преобразование координат с компенсацией систематических ошибок нелинейного преобразования из локальной сферической системы координат в глобальную декартову систему координат может повысить точность расчета координат в 2...7 раз по сравнению со случаем простого нелинейного преобразования. Основным результатом работы является обобщение известных ранее выражений компенсации ошибок для случая произвольного размещения радара с возможностью оценки корреляционной матрицы, которая представлена в глобальной декартовой системе координат. Полученные выражения можно использовать для расчета несмещенных оценок координат при произвольном расположении радара и известных координатах и углах разворота радара.

По сравнению с традиционными методами оптимальной траекторной фильтрации первичных измерений (ЕКФ), которые требуют накопления нескольких обзоров первичных измерений, интересным преимуществом предлагаемого метода преобразования координат является возможность получения более точных оценок вектора координат цели и его корреляционной матрицы только из одного обзора.

Математическое моделирование показало, что использование преобразования с компенсацией систематических ошибок позволяет обеспечивать более точные оценки в глобальной декартовой системе координат только в том случае, если ошибки первичных измерений являются существенными. Это наблюдается при увеличении дальности до цели, когда точность измерений снижается из-за уменьшения отношения сигнал-шум. Когда отношение сигнал-шум велико и ошибки первичных измерений малы, несмещенное преобразование не обеспечивает су-

ществленного повышения точности по сравнению с простым способом пересчета координат.

С практической точки зрения наилучшие результаты по критерию точности траекторной фильтрации показал вариант реализации алгоритма СМКФ, в котором в качестве начального приближения оцениваемого вектора используется результат процедуры несмещенного преобразова-

ния, в качестве начального приближения корреляционной матрицы используется усреднение нескольких недиагональных корреляционных матриц в скользящем окне, а в качестве последующих передаваемых значений корреляционной матрицы применяется усредненное значение корреляционной матрицы для нескольких последних корреляционных матриц в скользящем окне.

Авторский вклад

Буров Владимир Николаевич – компьютерное моделирование; обработка результатов моделирования; редактирование статьи.

Мякинков Александр Валерьевич – редактирование статьи; формулирование выводов; анализ литературы.

Фадеев Роман Сергеевич – компьютерное моделирование; обработка результатов моделирования.

Кузнецов Станислав Евгеньевич – анализ литературы; редактирование статьи.

Author's contribution

Vladimir N. Burov, computer modeling; processing of modelling results; paper editing.

Alexandr V. Myakinkov, paper editing; formulating conclusions; literature analysis.

Roman S. Fadeev, computer modeling; processing of modelling results.

Stanislav E. Kuznetsov, literature analysis; paper editing.

Список литературы

1. Peculiarities of state control to water objects with using of radar systems / D. A. Ryzhova, A. A. Zavalin, S. D. Karakotov, S. V. Rud // IOP Conf. Ser.: Earth and Environmental Science. 2021. Vol. 1096. Art. № 012030. doi: 10.1088/1755-1315/1096/1/012030

2. Automotive radars: A review of signal processing techniques / M. Patole, M. Torlak, D. Wang, M. Ali // IEEE Signal Processing Magazine. 2017. Vol. 34, № 2. P. 22–35. doi: 10.1109/MSP.2016.2628914

3. Research on Automotive Safety Based on Multi-Sensor Information Fusion Technology / C. Can, W. Peng, T. Bi, H. Zhu // Asia-Pacific Conf. on Software Engineering, Social Network Analysis and Intelligent Computing, New Delhi, India, 10–12 Jan. 2024. IEEE, 2024. P. 750–754. doi: 10.1109/SSAIC61213.2024.00152

4. Performance Analysis and Design of a Distributed Radar Network for Automotive Application / A. Correas-Serrano, M. Gonzalez-Huici, R. Simoni, T. Bredderman, E. Warsitz, T. Müller // 23rd Intern. Radar Symp. (IRS), Gdansk, Poland, 12–14 Sept. 2022. IEEE, 2022. P. 30–35. doi: 10.23919/IRS54158.2022.9904987

5. Distributed Automotive Radar Multi-Modal Sensing / A. Pirkani, D. Kumar, M. Cherniakov, M. Gashinova // 20th European Radar Conf. (EuRAD), Berlin, Germany, 20–22 Sept. 2023. IEEE, 2023. P. 319–322. doi: 10.23919/EuRAD58043.2023.10289419

6. Fusion detection for networked radar aided by Doppler information / G. Chang, G. Fengdeng, Y. Junkun, J. Tianyi, L. Hongwei // J. of Radars. 2023. Vol. 12, № 3. P. 500–515. doi: 10.12000/JR22220

7. Экспериментальное исследование метода когерентной совместной обработки в распределенном автомобильном радаре / А. А. Кузин, С. Е. Кузнецов, А. В. Мякинков, Р. С. Фадеев, С. А. Шабалин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 1. С. 35–50. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-35-50

8. Артюхин И. В. Двумерный алгоритм с последовательной оценкой углов прихода сигналов в системе когерентных распределенных автомобильных радаров с несколькими приемными и передающими антеннами // Российский технологический журн. 2024. Т. 12, № 3. С. 65–77. doi: 10.32362/2500-316X-2024-12-3-65-77

9. Greitans K. M. A study on Automated railway level crossing control system using FMCW radar for accident prevention // Intern. Conf. on Appl. Electronics, Pilsen, Czech Republic, 06–07 Sept. 2023. IEEE, 2023. P. 1–6. doi: 10.1109/AE58099.2023.10274197

10. Railway safety radar system with use of FSR / A. G. Ryndyk, A. V. Myakinkov, D. M. Balashova, V. N. Burov, S. A. Shabalin, A. D. Mikhaylov // 21st Intern. Radar Symp., Berlin, Germany, 21–22 June 2021. IEEE, 2021, pp. 1–13. doi: 10.23919/IRS51887.2021.9466229

11. An improved method for traffic control relying on close-loop control theory / B. Liu, X. Yan, Q. Li, Sh. Huang // 2nd Intern. Asia Conf. on Informatics in Control, Automation and Robotics, Wuhan, China, 06–07 March 2010. IEEE, 2010. P. 48–50. doi: 10.1109/CAR.2010.5456724

12. Suchomski P. Explicit expressions for debiased statistics of 3D converted measurements // IEEE Trans.

on Aerospace and Electronic Systems. 1999. Vol. 35, № 1. P. 368–370.

doi: 10.1109/7.745708

13. Spitzmiller J. N., Adhami R. R. Tracking with spherical-estimate-conditioned debiased converted measurements // IEEE Radar Conf., Arlington, USA, 10–14 May 2010. IEEE, 2010. P. 134–139.

doi: 10.1109/RADAR.2010.5494637

14. Bordonaro S. V., Luginbuhl T. E., Walsh M. J. A Generalized Converted Measurement Kalman Filter // NUWC-NPT Techn. Rep. 2023. Vol. 12. P. 472.

doi: 10.48550/arXiv.2502.08375

15. Wang K., Li X., Wu P. Modified Unbiased Converted Measurement Kalman Filter with Outlier Detection // 42nd Chinese Control Conf., Tianjin, China, 24–26 July 2023. IEEE, 2023. P. 3660–3665.

doi: 10.23919/CCC58697.2023.10240538

16. Bordonaro S. V., Willett P., Bar-Shalom Y. Unbiased tracking with converted measurements // IEEE Radar Conf., Atlanta, USA, 07–11 May 2012. IEEE, 2012. P. 0741–0745.

doi: 10.1109/RADAR.2012.6212236

17. Wang H., Huo L., Zhang J. Target tracking algorithm based on dynamic template and Kalman filter // IEEE 3rd Intern. Conf. on Communication Software and Networks, Xi'an, China, 27–29 May 2011. IEEE, 2011. P. 330–333.

doi: 10.1109/ICCSN.2011.6013726

18. Коновалов А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 164 с.

19. Passive tracking with sensors of opportunity using passive coherent location / M. Subramaniam, R. Tharmarasa, M. McDonald, T. Kirubarajan // Proc. SPIE 6969, Signal and Data Processing of Small Targets, Orlando, Florida, 16 Apr. 2008. Vol. 6969. P. 69691F.

doi: 10.1117/12.779598

20. Mallick M., Xiaoqing T., Liu J. Evaluation of Measurement Converted KF, EKF, UKF, CKF, and PF in GMTI Filtering // 10th Intern. Conf. on Control, Automation and Information Sciences, Xi'an, China, 14–17 Oct. 2021. IEEE, 2021. P. 21–27.

doi: 10.1109/ICCAIS52680.2021.9624559

21. Palais B., Palais R., Rodi S. A Disorienting Look at Euler's Theorem on the Axis of a Rotation // The American Mathematical Monthly. 2009. Vol. 116, № 10. P. 892–909.

doi: 10.4169/000298909X477014

22. Draper N. R., Smith H. Applied Regression Analysis. John Wiley & Sons, Inc, 1998. 736 p.

doi: 10.1002/9781118625590

23. Буров В. Н., Мякинников А. В. Алгоритм траекторного сопровождения целей, движущихся по криволинейным траекториям, в бистатической просветной радиолокационной системе // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2011. Вып. 6. С. 88–94.

24. Буров В. Н. Многомодельное траекторное сопровождение целей в бистатической просветной радиолокационной системе // Проектирование и технология электронных средств. 2012. № 2. С. 2–4.

Информация об авторах

Буров Владимир Николаевич – кандидат технических наук (2015), старший научный сотрудник Центра цифровых технологий Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – траекторное сопровождение целей; калмановская фильтрация; теория оценивания.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия

E-mail: burov@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4029-7745>

Мякинников Александр Валерьевич – доктор технических наук (2013), доцент (2010), профессор (2025), директор Учебно-научного института радиоэлектроники и информационных технологий Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 125 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация; цифровая обработка сигналов; антенные решетки.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия

E-mail: redvillage@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6952-4134>

Фадеев Роман Сергеевич – кандидат технических наук (2017), доцент (2024), доцент кафедры информационных радиосистем Учебно-научного института радиоэлектроники и информационных технологий Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – передача информации; ММО-антенны; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия

E-mail: fr_201190@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8877-6724>

Кузнецов Станислав Евгеньевич – магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2003, Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева), старший преподаватель кафедры информационных радиосистем Учебно-научного института радиоэлектроники и информации

онных технологий Нижегородского государственного технического университета им. П. Е. Алексеева. Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; синхронизация данных в системах передачи данных; распределенные радиолокационные системы.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. П. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603155, Россия

E-mail: s_kuznetsov@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2862-036X>

References

1. Ryzhova D. A., Zavalin A. A., Karakotov S. D., Rud S. V. Peculiarities of State Control to Water Objects with Using Of Radar Systems. IOP Conf. Ser.: Earth and Environmental Science. 2021, vol. 1096, art. no. 012030. doi: 10.1088/1755-1315/1096/1/012030
2. Patole M., Torlak M., Wang D., Ali M. Automotive Radars: A Review of Signal Processing Techniques. IEEE Signal Processing Magazine. 2017, vol. 34, no. 2, pp. 22–35. doi: 10.1109/MSP.2016.2628914
3. Can C., Peng W., Bi T., Zhu H. Research on Automotive Safety Based on Multi-Sensor Information Fusion Technology. Asia-Pacific Conf. on Software Engineering, Social Network Analysis and Intelligent Computing, New Delhi, India, 10–12 Jan. 2024. IEEE, 2024, pp. 750–754. doi: 10.1109/SSAIC61213.2024.00152
4. Correas-Serrano A., Gonzalez-Huici M., Simoni R., Bredderman T., Warsitz E., Müller T. Performance Analysis and Design of a Distributed Radar Network for Automotive Application. 23rd Intern. Radar Symp. (IRS), Gdansk, Poland, 12–14 Sept. 2022. IEEE, 2022, pp. 30–35. doi: 10.23919/IRS54158.2022.9904987
5. Pirkani A., Kumar D., Cherniakov M., Gashinova M. Distributed Automotive Radar Multi-Modal Sensing. 20th European Radar Conf. (EuRAD), Berlin, Germany, 20–22 Sept. 2023. IEEE, 2023, pp. 319–322. doi: 10.23919/EuRAD58043.2023.10289419
6. Chang G., Fengdeng G., Junkun Y., Tianyi J., Hongwei L. Fusion detection for networked radar aided by Doppler information. J. of Radars. 2023, vol. 12, no. 3, pp. 500–515. doi: 10.12000/JR22220
7. Kuzin A. A., Kuznetsov S. E., Miakinkov A. V., Fadeev R. S., Shabalin S. A. Experimental Study of Coherent Collaborative Processing Method in Distributed Automotive Radar. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 1, pp. 35–50. (In Russ.) doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-1-35-50
8. Artyukhin I. V. High-resolution 2D-DoA Sequential Algorithm of Azimuth and Elevation Estimation in Automotive Distributed System of Coherent MIMO Radars. Russian Technological J. 2024, vol. 12, no. 3, pp. 65–77. (In Russ.) doi: 10.32362/2500-316X-2024-12-3-65-77
9. Greitans K. M. A study on Automated Railway Level Crossing Control System Using FMCW Radar for Accident Prevention. Intern. Conf. on Appl. Electronics, Pilsen, Czech Republic, 06–07 Sept. 2023. IEEE, 2023, pp. 1–6. doi: 10.1109/AE58099.2023.10274197
10. Ryndyk A. G., Myakinkov A. V., Balashova D. M., Burov V. N., Shabalin S. A., Mikhaylov A. D. Railway Safety Radar System with Use of FSR. 21st Intern. Radar Symp., Berlin, Germany, 21–22 June 2021. IEEE, 2021, pp. 1–13. doi: 10.23919/IRS51887.2021.9466229
11. Liu B., Yan X., Li Q., Huang Sh. An Improved Method for Traffic Control Relying on Close-Loop Control Theory. 2nd Intern. Asia Conf. on Informatics in Control, Automation and Robotics, Wuhan, China, 06–07 March 2010. IEEE, 2010, pp. 48–50. doi: 10.1109/CAR.2010.5456724
12. Suchomski P. Explicit Expressions for Debiased Statistics of 3D Converted Measurements. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1999, vol. 35, no. 1, pp. 368–370. doi: 10.1109/7.745708
13. Spitzmiller J. N., Adhami R. R. Tracking with Spherical-Estimate-Conditioned Debiased Converted Measurements. IEEE Radar Conf., Arlington, USA, 10–14 May 2010. IEEE, 2010, pp. 134–139. doi: 10.1109/RADAR.2010.5494637
14. Bordonaro S. V., Luginbuhl T. E., Walsh M. J. A Generalized Converted Measurement Kalman Filter. NUWC-NPT Techn. Rep. 2023, vol. 12, p. 472. doi: 10.48550/arXiv.2502.08375
15. Wang K., Li X., Wu P. Modified Unbiased Converted Measurement Kalman Filter with Outlier Detection. 42nd Chinese Control Conf., Tianjin, China, 24–26 July 2023. IEEE, 2023, pp. 3660–3665. doi: 10.23919/CCC58697.2023.10240538
16. Bordonaro S. V., Willett P., Bar-Shalom Y. Unbiased Tracking with Converted Measurements. IEEE Radar Conf., Atlanta, USA, 07–11 May 2012. IEEE, 2012, pp. 0741–0745. doi: 10.1109/RADAR.2012.6212236
17. Wang H., Huo L., Zhang J. Target Tracking Algorithm Based on Dynamic Template and Kalman Filter. IEEE 3rd Intern. Conf. on Communication Software and Networks, Xi'an, China, 27–29 May 2011. IEEE, 2011, pp. 330–333. doi: 10.1109/ICCSN.2011.6013726
18. Konovalov A. A. *Osnovy traektornoj obrabotki radiolokatsionnoi informatsii* [Fundamentals of Trajectory Processing of Radar Information]. SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2013, 164 p. (In Russ.)
19. Subramaniam M., Tharmarasa R., McDonald M., Kirubarajan T. Passive Tracking with Sensors of Opportunity Using Passive Coherent Location. Proc. SPIE

6969, Signal and Data Processing of Small Targets. Orlando, Florida, 16 April 2008, vol. 6969, p. 69691F.
doi: 10.1117/12.779598

20. Mallick M., Xiaoqing T., Liu J. Evaluation of Measurement Converted KF, EKF, UKF, CKF, and PF in GMTI Filtering. 10th Intern. Conf. on Control, Automation and Information Sciences, Xi'an, China, 14–17 Oct. 2021. IEEE, 2021, pp. 21–27.
doi: 10.1109/ICCAIS52680.2021.9624559

21. Palais B., Palais R., Rodi S. A Disorienting Look at Euler's Theorem on the Axis of a Rotation. The American Mathematical Monthly. 2009, vol. 116, no. 10, pp. 892–909.

doi: 10.4169/000298909X477014

22. Draper N. R., Smith H. Applied Regression Analysis. John Wiley & Sons, Inc, 1998, 736 p.
doi: 10.1002/9781118625590

23. Burov V. N., Myakinkov A. V. Targets Tracking Algorithm Which Are Maneuvering Along Curvilinear Trajectories in Forward-Scattering Radar. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2011, no. 6, pp. 88–94.

24. Burov V. N. Multi-Model Trajectory Tracking of Targets in a Bistatic Lumen Radar System. Design and Technology of Electronic Devices. 2012, no. 2, pp. 2–4. (In Russ.)

Information about the authors

Vladimir N. Burov, Cand. Sci. (Eng.) (2015), Senior Researcher of the Digital Technology Center of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: target tracking; Kalman filtering, estimation theory.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: burov@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4029-7745>

Alexandr V. Myakinkov, Dr Sci. (Eng.) (2013), Associate Professor (2010), Professor (2025), Director of the Institute of Radio Electronics and Information Technology of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 125 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; digital signal processing; array antennas.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: redvillage@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6952-4134>

Roman S. Fadeev, Cand. Sci. (Eng.) (2017), Associate Professor (2024), Associate Professor of the Department of Information Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: data transmission; MIMO antennas; signal processing.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: fr_201190@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8877-6724>

Stanislav E. Kuznetsov, Master in Radio Engineering (2003, Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev), Senior Lecturer of the Department of Information Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing; synchronization of data transmission systems; distributed radar systems.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603155, Russia
E-mail: s_kuznetsov@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2862-036X>

Калибровка инфракрасной системы позиционирования

А. М. Боронахин¹, Нгуен Куок Хань^{2✉}

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

²Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куй Дона, Ханой, Вьетнам
✉ nguyenquockhanh183@gmail.com

Аннотация

Введение. Для транспортных устройств (ТУ) задача определения положения всегда является одним из важнейших факторов, особенно для автономных устройств. В условиях внешней среды глобальная навигационная спутниковая система (Global Positioning System – GPS) остается оптимальным решением благодаря широкому покрытию, автоматичности и простоте использования. Однако в помещениях сигнал GPS значительно ослабляется, что создает серьезные трудности при определении местоположения устройства. Система Valve Lighthouse была предложена для навигации ТУ в ограниченных пространствах. Несмотря на то что случайный шум системы очень мал и может достигать уровня миллиметров, одним из ее недостатков является то, что вследствие неточностей при установке базовой станции принимаемый сигнал содержит искажения, что приводит к ошибкам в определении координат устройства. В настоящее время также отсутствуют материалы, посвященные методам определения этих искажений и калибровке системы. С этой целью в данной статье предлагается алгоритм определения коэффициентов в модели погрешностей сигнала системы, использующий только координаты ТУ.

Цель работы. Калибровка сигнала инфракрасной системы, опираясь только на координаты транспортного устройства в системе координат, связанной с базовой станцией.

Материалы и методы. Используется модель погрешностей инфракрасной системы, предоставленная компанией HTC Vive. Предлагаемый метод основан на методе Ньютона и использует набор данных истинных координат ТУ в системе координат, связанной с базовой станцией, а также координаты, определенные системой.

Результаты. Предложенный метод позволяет определить коэффициенты в модели погрешностей сигнала инфракрасной системы, использующей одну базовую станцию.

Заключение. Представлен метод калибровки сигнала инфракрасной системы с одной базовой станцией, основанный на методе Ньютона и наборе координат транспортного устройства в системе координат системы.

Ключевые слова: калибровка, метод Ньютона, инфракрасная система, калибровочные коэффициенты

Для цитирования: Боронахин А. М., Нгуен Куок Хань. Калибровка инфракрасной системы позиционирования // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 1. С. 92–102.
doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-92-102

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 11.12.2025; принята к публикации после рецензирования 20.01.2026; опубликована онлайн 27.02.2026

Calibration of an Infrared Positioning System

Alexander M. Boronakhin¹, Nguyen Quoc Khanh²✉

²Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

¹Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

✉ nguyenquockhanh183@gmail.com

Abstract

Introduction. For transportation systems and, in particular, autonomous devices, accurate position determination is an essential requirement. In outdoor environments, the Global Positioning System (GPS) remains the optimal solution due to its broad coverage, high level of automation, and ease of use. However, in indoor environments, the significantly weakened GPS signal creates serious difficulties for accurate localization. For navigation of transportation devices in confined spaces, the Valve Lighthouse system has been proposed. Although this system exhibits rather low random noise, capable of achieving millimeter-level precision, its accuracy is sensitive to installation-related distortions in the received signal. This leads to errors in position estimation. The current literature lacks methods for identifying these distortions and performing system calibration. To address this gap, this paper proposes an algorithm for estimating the coefficients of a signal error model based exclusively on the coordinates of the transportation device.

Aim. Calibration of the signal of an infrared system using exclusively the coordinates of the transportation device in the coordinate system associated with the base station.

Materials and methods. An HTC Vive error model of an infrared system was used. The proposed approach is based on Newton's method and uses a dataset of the true coordinates of the transportation device in the coordinate system associated with the base station, as well as the coordinates determined by the system.

Results. The proposed method makes it possible to determine the coefficients of the signal error model of an infrared system using a single base station.

Conclusion. A method for calibrating the signal of an infrared system using a single base station is presented. This method is based on Newton's method and a dataset of transportation device coordinates in the system coordinate frame.

Keywords: calibration, Newton's method, infrared system, calibration coefficients

For citation: Boronakhin A. M., Nguyen Quoc Khanh. Calibration of an Infrared Positioning System. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 1, pp. 92–102.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-92-102

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

Submitted 11.12.2025; accepted 20.01.2026; published online 27.02.2026

Введение. В последние годы автономные транспортные средства являются перспективной и активно развивающейся областью. Отличительной особенностью таких устройств является способность выполнять задачи автономно в различных условиях и в разных областях, включая сложные и опасные зоны, куда человеку сложно добраться [1, 2]. Применения автономных транспортных средств включают мониторинг, разведку, исследование и т. д. Во всех случаях точность навигации всегда является важнейшей задачей.

Для внешней среды глобальная система позиционирования (Global Positioning System – GPS) остается оптимальным решением благода-

ря своему глобальному покрытию, автоматичности и простоте использования. Однако в помещении сигнал GPS значительно ослабляется, что приводит к серьезным трудностям при определении положения устройств. Особенностью внутренней среды является ограниченное пространство и высокая плотность препятствий, что накладывает строгие требования на габариты, массу и степень автономности транспортных средств. В настоящее время были разработаны многие альтернативные решения для навигации в помещении. Среди них можно отметить такие технологии, как оптический поток, инерциальные навигационные системы (ИНС) и ультра-

звук. Однако каждая из этих технологий имеет определенные ограничения, например:

- система оптического потока обладает невысокой точностью и требует больших вычислительных ресурсов [3];
- ИНС накапливает погрешности со временем;
- ультразвук, хотя и обладает высокой точностью, но имеет небольшой рабочий диапазон [3].

Системы, использующие световые сигналы, также являются эффективным решением, особенно системы на основе инфракрасного (ИК) излучения. Преимущество использования ИК-света заключается в отсутствии радиочастотных или электромагнитных помех, а также в слабой зависимости от внешних условий. Применение ИК-технологий для навигации впервые было представлено в [4], где С. Лее и соавт. предложили систему, в которой три ИК-излучателя размещались в известных фиксированных точках. Датчик угла падения измерял разницу углов между каждой парой излучателей, что позволяло определить положение объекта. Авторами [5] был разработан миниатюрный безлинзовый сенсор "НуретCube", в основе которого лежит строение глаз насекомых, предназначенный для отслеживания движения малогабаритных устройств.

В последнее время для задач навигации в помещении представляет интерес платформа Valve Lighthouse, которая изначально была разработана для приложений виртуальной реальности. Преимущества этой системы включают низкую стоимость, простоту транспортировки и использования, а также возможность автономной работы без центрального компьютера. Благодаря широкому потенциалу система была адаптирована для задач внутреннего позиционирования роботов [6–8]. В [9] Т. Arnaud и соавт. реализовали систему позиционирования в помещении для беспилотного летательного аппарата (БПЛА), используя одну или две станции Lighthouse.

Точность системы Lighthouse для контроллеров и трекеров была подтверждена в [10–12]. Случайный шум системы очень мал и может достигать миллиметрового уровня, однако существует один существенный тип погрешности – статическая погрешность, которая появляется из-за неточности при установке базовой станции в сигнала-

ле системы. Статическая погрешность, вызванная оптическими характеристиками, приводит к погрешности в определении положения объекта. На данный момент отсутствуют публикации, посвященные калибровке этих параметров. Поэтому в данной статье предлагается алгоритм калибровки статической погрешности в сигнале системы, основанный на методе Ньютона и данных о положении объекта в системе координат, связанной с базовой станцией.

Система позиционирования Lighthouse состоит из двух основных частей: базовой станции (рис. 1) и сенсорной платы (рис. 2). Внутри базовой станции SteamVR расположен вращающийся барабан, который обеспечивает сканирование двух плоскостей ИК-света вокруг вертикальной оси [13]. Инфракрасное излучение от базовой станции обнаруживается датчиками, размещенными на сенсорной плате.

Каждая световая плоскость наклонена под своим углом. В зависимости от конфигурации канала базовой станции барабан вращается с разной скоростью.

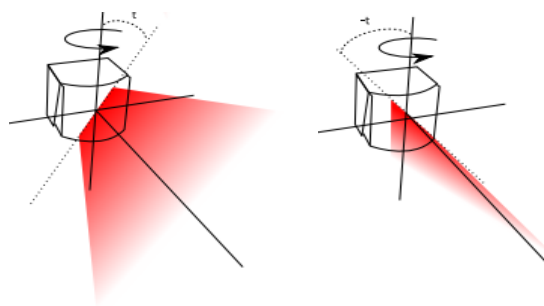
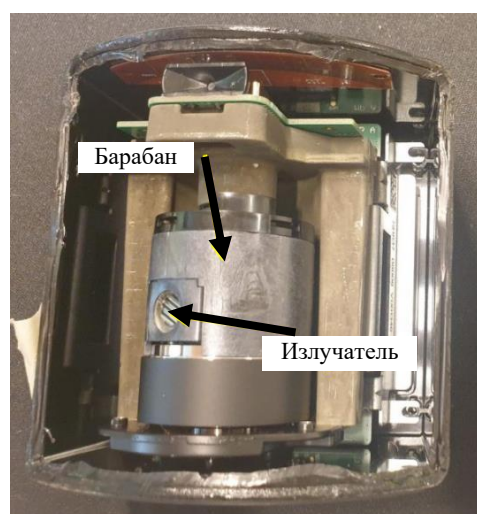


Рис. 1. Базовая станция

Fig. 1. Basestation

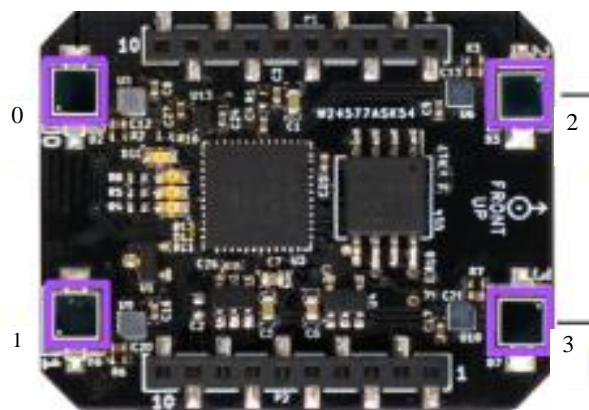


Рис. 2. Сенсорная плата

Fig. 2. Sensor deck

Сенсорная плата Lighthouse содержит 4 датчика [14]. На микроконтроллере STM32F4 данные об угловом сканировании световых плоскостей обрабатываются для оценки положения БПЛА.

Алгоритм определения положения. Система позволяет объекту определять свое положение в системе координат, связанной с базовой станцией. Система координат, привязанная к базовой станции, определяется таким образом, что ось Ox направлена вправо от базовой станции, а ось Oy – вперед (рис. 3).

Когда световая плоскость проходит через датчик, базовая станция передает информацию об угле поворота барабана $\alpha_{i,j}$. Положение $\alpha_{i,j} = 0$ является положением, при котором линия пересечения световой плоскости с плоскостью Oxy совпадает с осью Ox . Таким образом, угол будет выражаться следующей формулой:

$$\alpha_{i,j} = \alpha_s + \alpha_t = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{y_i}{x_i} \right) + \sin^{-1} \left(\frac{z_i \operatorname{tg} \beta_j}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \right), \quad (1)$$

где $[x_i, y_i, z_i] = p_i^b$ – координаты датчиков в системе, связанной с базовой станцией; $\beta_j = \left[\frac{\pi}{6}, -\frac{\pi}{6} \right]$ – угол наклона плоскости относительно оси Oz ; $i = 1, \dots, 4$; $j = 1, \dots, 2$.

Координаты датчиков в системе базовой станции выражаются следующим образом:

$$p_i^b = R p_i^d + P, \quad (2)$$

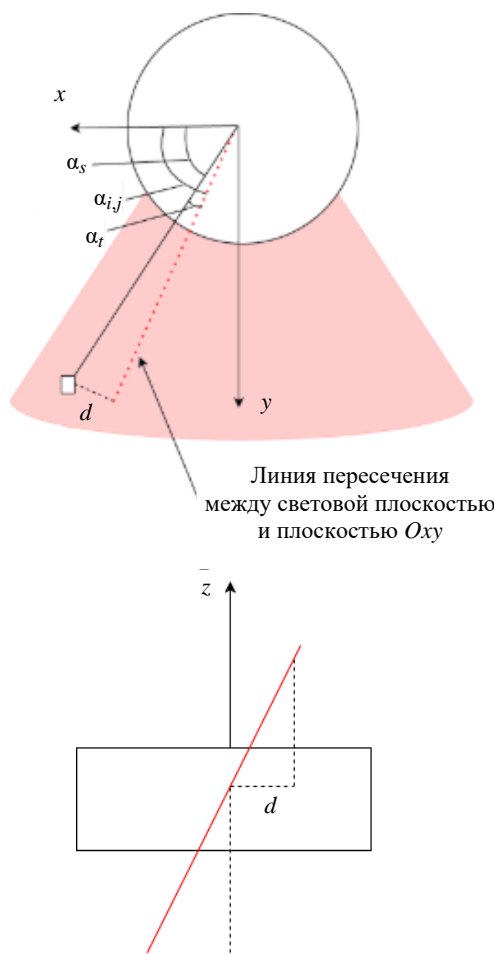


Рис. 3. Принцип работы системы
Fig. 3. Operating principle of the system

где R – матрица поворота из системы координат, связанной с дроном, в систему, связанную с базовой станцией; p_i^d – координаты датчиков в системе, связанной с дроном; P – координаты дрона в системе, связанной с базовой станцией.

Таким образом, для каждой световой плоскости каждый датчик получает информацию о двух углах: всего 4 датчика получают данные о 8 углах. После того как четыре датчика принимают сигнал, положение дрона определяется методом Ньютона по следующему выражению для невязки:

$$r_{i,j} = \alpha'_{i,j} - \alpha_{i,j}, \quad (3)$$

где $\alpha'_{i,j}$ – значение угла, полученного датчиком от базовой станции.

Применив метод Ньютона, вычислим матрицу Якоби:

$$J = \frac{\partial r}{\partial P} = \left[\frac{\partial r_{i,j}}{\partial X}, \frac{\partial r_{i,j}}{\partial Y}, \frac{\partial r_{i,j}}{\partial Z} \right]. \quad (4)$$

Изначально, на нулевом шаге итерации ($k = 0$), набор случайных чисел назначается вектору решения $P_0 = [X_0, Y_0, Z_0]^T$. Дальнейшие шаги итерации выполняются по следующему уравнению на любом шаге k :

$$P_{k+1} = P_k - (JJ')^{-1} J'r. \quad (5)$$

Итерации прекращаются, когда достигнуто максимальное заданное число шагов или когда ошибка решения находится в пределах заданной допустимой величины (в зависимости от того, что наступит раньше). Рассмотрим модель погрешности сигнала в ИК-системе.

Статические погрешности инфракрасной системы. Из-за неточности при установке базовой станции сигнал, передаваемый базовой станцией на датчик, будет содержать погрешности. В [15] приведены факторы, влияющие на точность сигнала. Среди них на точность сильнее всего влияют:

1. Смещение, представляющее собой поправку смещения к углам визирования от фронта синхросигнала до центра попадания луча.
2. Наклон – отклонение линзы веерного луча от ее идеального положения.
3. Кривизна – приблизительная поправка на то, что ось линзы не является полностью радиальной, из-за чего веерный луч изгибается в коническую форму, а не остается строго плоским.
4. Смещение выравнивания – неточность юстировки системы лазера/зеркала/линзы;

Статическая погрешность ИК-системы выражается следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta\alpha_{ст\ i,j} &= \alpha_{р\ i,j} - \alpha_{ид\ i,j} = \\ &= \phi_j + k_{накл\ j} \alpha_{ид\ i,j} + k_{кр\ j} (\alpha_{ид\ i,j})^2 + \\ &+ k_{выр\ j} \sin(\alpha_{ид\ i,j} + \phi_{выр\ j}), \end{aligned} \quad (6)$$

где $\alpha_{р\ i,j}$ – реальный сигнал, полученный датчиком; $\alpha_{ид\ i,j}$ – идеальный сигнал, полученный датчиком; ϕ_j – смещение сигнала, связанное с j -плоскостью; $k_{накл\ j}$ – коэффициент

наклона, связанный с j -плоскостью; $k_{кр\ j}$ – коэффициент кривизны, связанный с j -плоскостью; $k_{выр\ j}$ – амплитуда коррекции смещения выравнивания, связанной с j -плоскостью; $\phi_{выр\ j}$ – фаза коррекции смещения выравнивания, связанной с j -плоскостью.

Погрешности в сигнале, получаемом датчиком, приводят к погрешностям в координатах, определяемых системой. Погрешности координат устройства, определяемые системой ИК-излучения, представлены на рис. 4, 5.

Из рис. 4, 5 видно, что ошибка системы без калибровки может достигать 10 см, что делает ее непригодной для позиционирования и навигации в помещении.

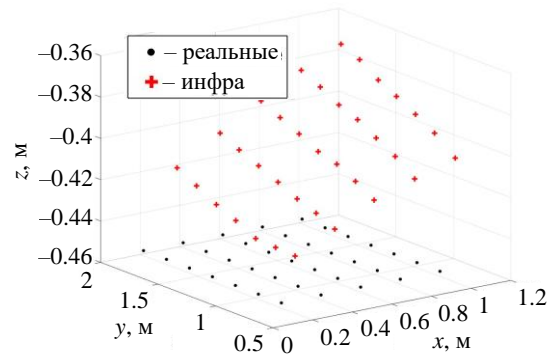


Рис. 4. Реальные координаты и координаты, определенные системой

Fig. 4. Real coordinates and system-determined coordinates

Метод калибровки статических погрешностей. Когда на шаге k найдено решение для P , ожидается, что будет выполняться следующее:

$$r(\tilde{P}) = [r_{i,j}(\tilde{P})] \approx [0]. \quad (7)$$

Из (3), (4), (6) получим:

$$r(\tilde{P}) = [\alpha'_{i,j} - \alpha_{i,j}(\tilde{P})] \approx [0], \quad (8)$$

где $\alpha'_{i,j} = \alpha_{i,j}(P_{ид}) + \phi_j + k_{накл\ j} \alpha_{i,j}(P_{ид}) + k_{кр\ j} \times (\alpha_{i,j}(P_{ид}))^2 + k_{выр\ j} \sin(\alpha_{i,j}(P_{ид}) + \phi_{выр\ j})$; \tilde{P} – координаты дрона, определенные датчиком; $P_{ид}$ – идеальные координаты дрона.

Поставив (8) в (5), получим:

$$\Delta P = (JJ')^{-1} J'r(\tilde{P}) \approx 0. \quad (9)$$

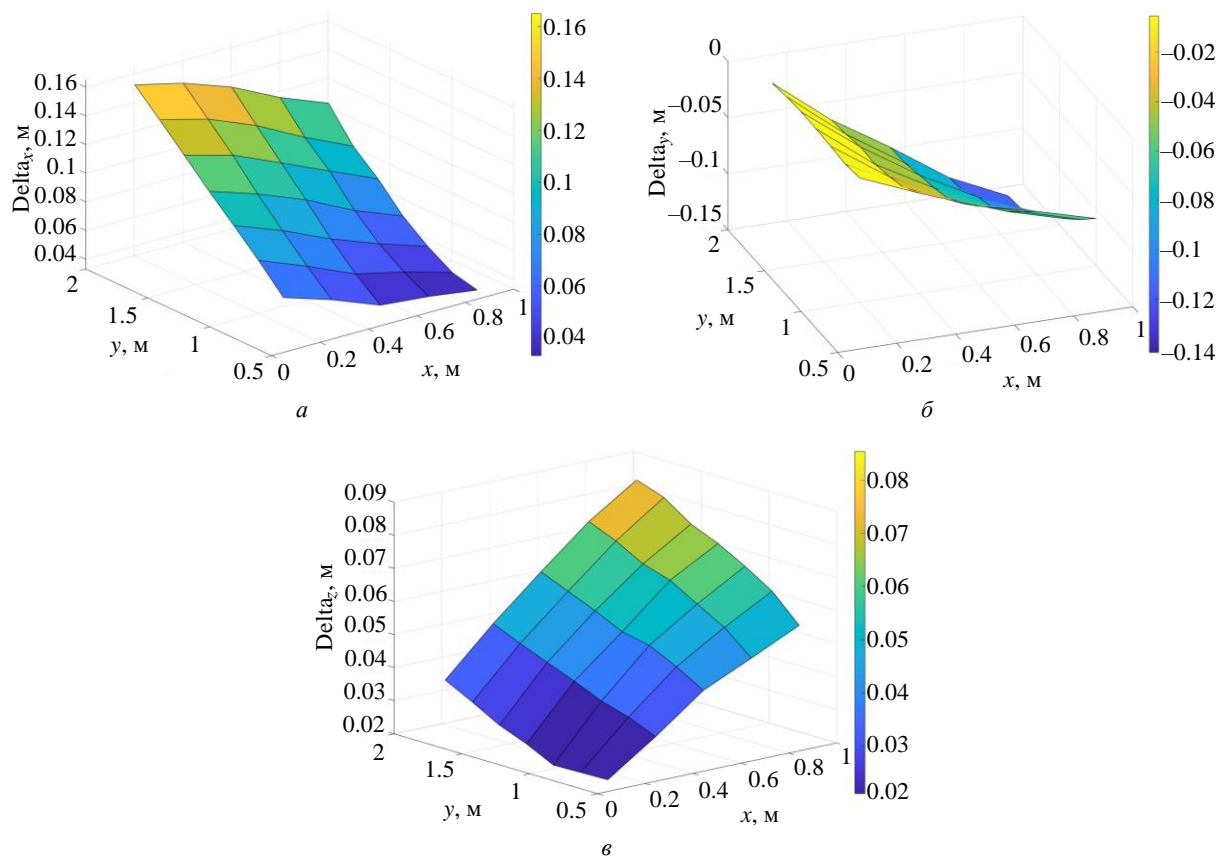


Рис. 5. Погрешности по осям $a - O_x$; $б - O_y$; $в - O_z$

Fig. 5. Errors along the axes $a - O_x$; $б - O_y$; $в - O_z$

Таким образом, для определения значений коэффициентов предлагается применить метод Ньютона со следующим выражением для невязки:

$$f(\text{coef}) = Cr(\text{coef}), \quad (10)$$

где $\text{coef} = [\phi_j, k_{\text{накл}j}, k_{\text{кр}j}, k_{\text{выр}j}, \phi_{\text{выр}j}]^T$;

$$C = (JJ')^{-1} J'; \quad r(\text{coef}) = \alpha_{i,j}(P_{\text{ид}}) + \phi_j + k_{\text{накл}j} \alpha_{i,j}(P_{\text{ид}}) + k_{\text{кр}j} (\alpha_{i,j}(P_{\text{ид}}))^2 + k_{\text{выр}j} \times \sin(\alpha_{i,j}(P_{\text{ид}}) + \phi_{\text{выр}j}) - \alpha_{i,j}(\tilde{P}).$$

Эксперимент. Эксперименты проводились с целью определения коэффициентов в модели ошибок, а также для оценки эффективности алгоритма калибровки. Экспериментальная установка представлена на рис. 6. Транспортное устройство перемещалось по "шахматной" площадке размером 1×1.8 м.

Для определения коэффициентов в модели ошибок с использованием предложенного метода был сформирован набор данных о положении

транспортного устройства в системе координат, связанной с базовой станцией, включающий:

- данные о реальных координатах положения устройства;
- данные, определенные ИК-системой.

Набор данных собирался для положений устройства в диапазонах $0.1 \leq x \leq 0.9$ и

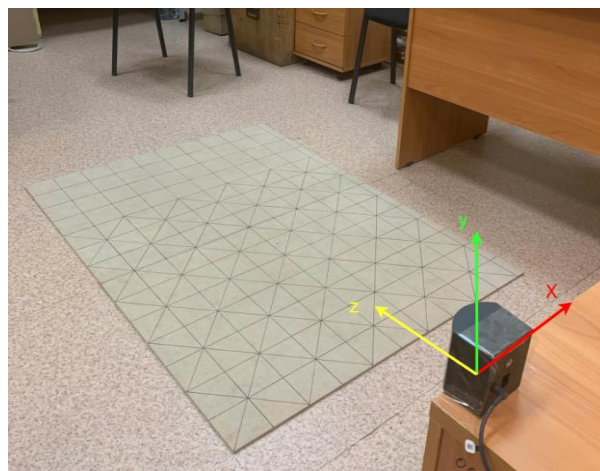


Рис. 6. Экспериментальная установка

Fig. 6. Experimental setup

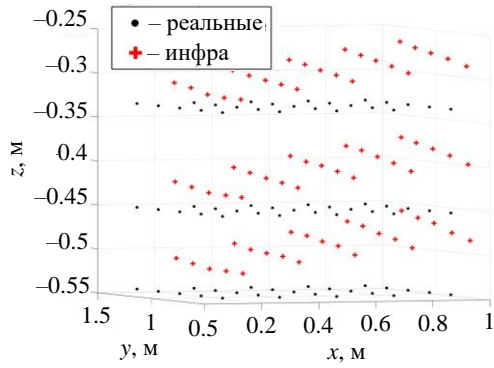


Рис. 7. Набор данных

Fig. 7. Dataset

$0.6 \leq y \leq 1.2$ на трех разных высотах. Набор данных представлен на рис. 7.

Был применен метод Ньютона с невязкой (10) для получения значения вектора coef. Результаты определения коэффициентов представлены в табл. 1.

С целью оценки эффективности процесса калибровки данные о реальных координатах устройства в системе координат прошли сличение с координатами после калибровки. Для обеспечения объективности тестовая область ограни-

Табл. 1. Значения коэффициентов

Tab. 1. Results of the coefficients

Коэффициент	Плоскость 1	Плоскость 2
ϕ_j	-0.4551	0.1127
$k_{\text{накл } j}$	0.1799	-0.0840
$k_{\text{крив } j}$	-0.1888	0.1206
$k_{\text{выр } j}$	-0.3452	0.3658
$\phi_{\text{выр } j}$	-0.3452	0.0988

чена диапазонами $0.1 \leq x \leq 0.9$ и $1.2 \leq y \leq 1.8$ на различных высотах. Кроме того, данные собирались при разных углах ориентации устройства ($yaw = 0^\circ$ и $yaw = 45^\circ$). Результаты, включающие реальные координаты устройства, координаты после калибровки и соответствующие погрешности, представлены на рис. 8–10. Максимальные значения абсолютной погрешности по осям приведены в табл. 2.

Кроме того, для оценки эффективности процесса калибровки в зависимости от расстояния объекта до базовой станции был проведен

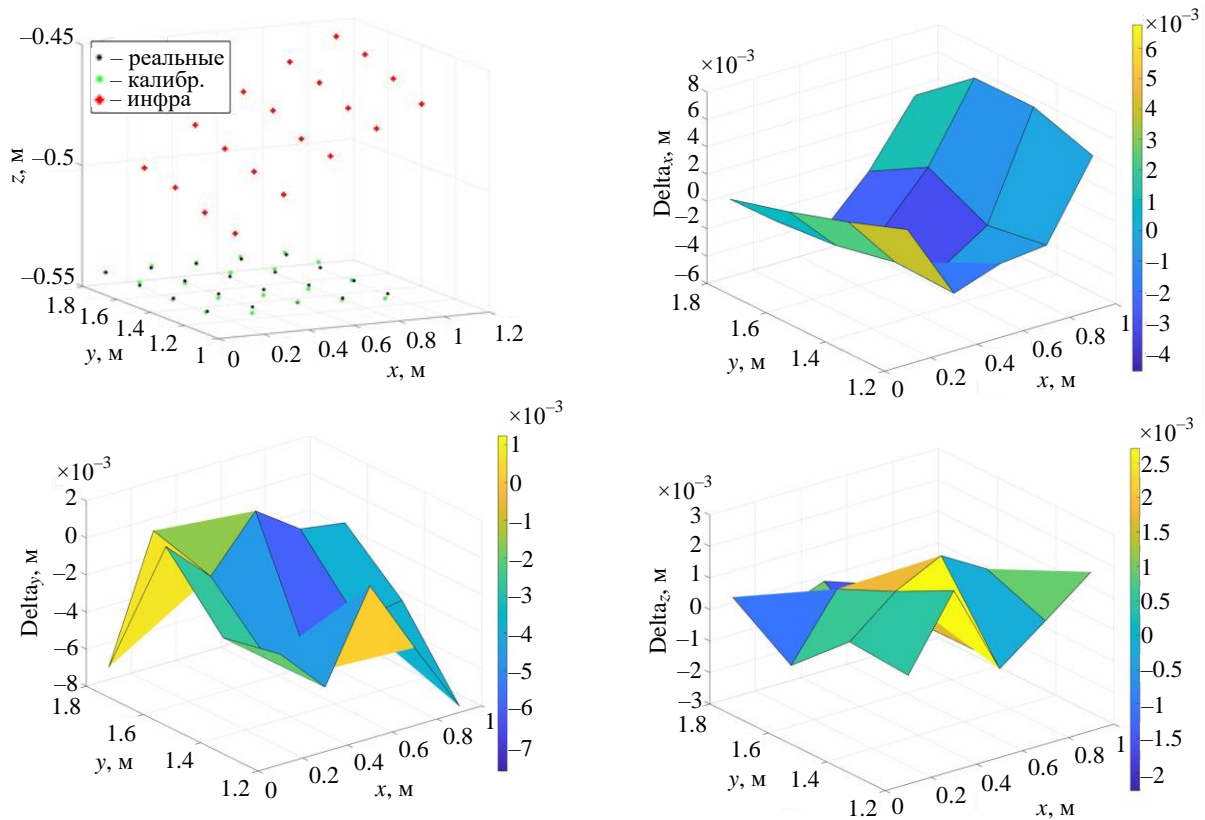


Рис. 8. Реальные данные и откалиброванные данные в точке $z = -0.545$ м, угол ориентации $yaw = 0^\circ$ и их погрешности по осям

Fig. 8. Real data and calibrated data at point $z = -0.545$ m, with orientation angle $yaw = 0^\circ$ and their errors along each axis

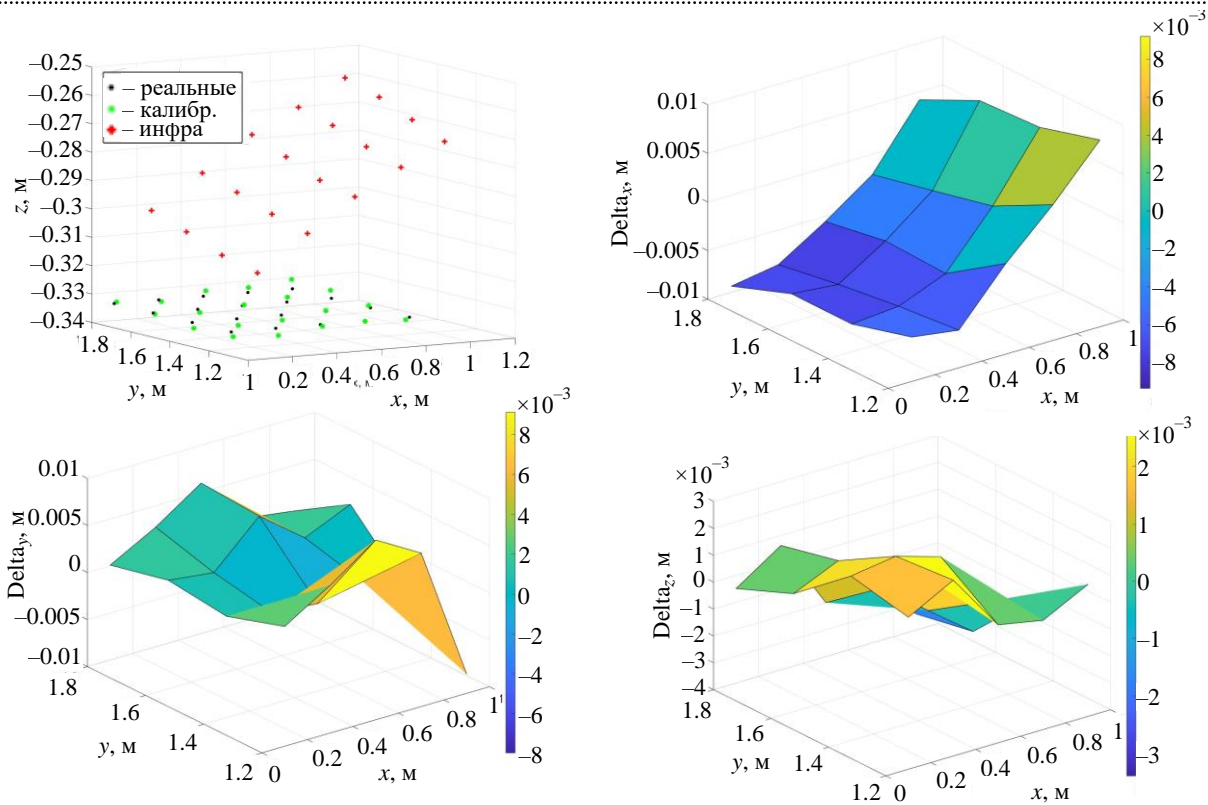


Рис. 9. Реальные данные и откалиброванные данные в точке $z = -0.334$ м, угол ориентации $yaw = 0^\circ$ и их погрешности по осям

Fig. 9. Real data and calibrated data at point $z = -0.334$ m, with orientation angle $yaw = 0^\circ$ and their errors along each axis

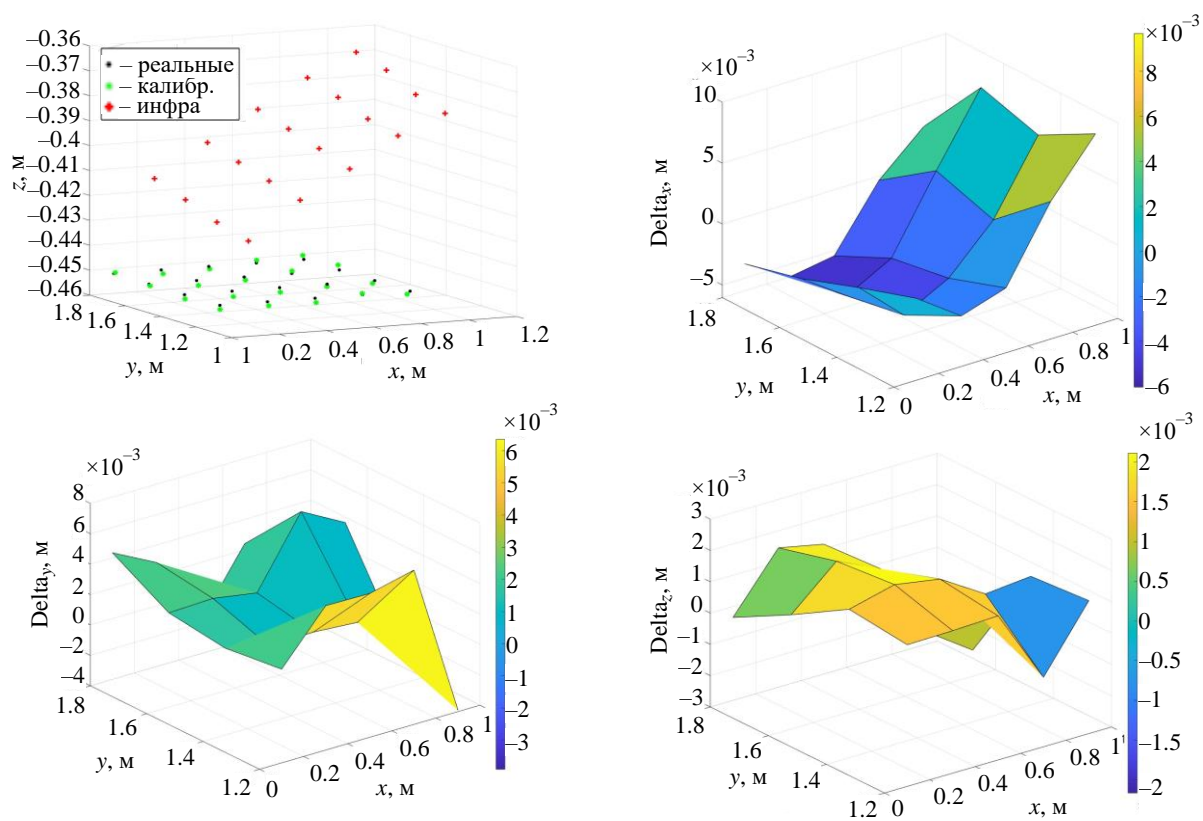


Рис. 10. Реальные данные и откалиброванные данные в точке $z = -0.452$ м, угол ориентации $yaw = 45^\circ$ и их погрешности по осям

Fig. 10. Real data and calibrated data at point $z = -0.452$ m, with orientation angle $yaw = 45^\circ$ and their errors along each axis

Табл. 2. Максимальные значения абсолютной погрешности по осям

Tab. 2. Maximum values of absolute error along the axes

Ось	$z = -0.545$ м, $yaw = 0^\circ$	$z = -0.334$ м, $yaw = 0^\circ$	$z = -0.452$ м, $yaw = 45^\circ$
x	0.007 м	0.009 м	0.009 м
y	0.008 м	0.009 м	0.006 м
z	0.003 м	0.003 м	0.002 м

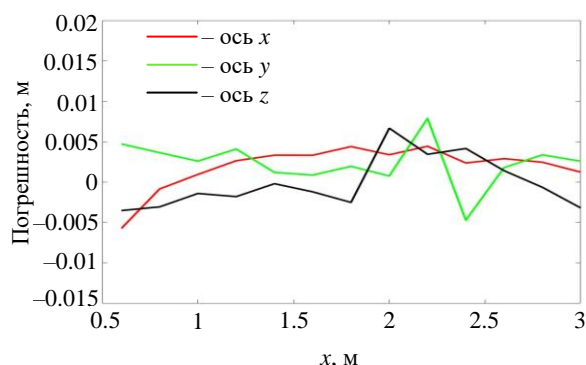


Рис. 11. Погрешности по осям при перемещении устройства по Oy

Fig. 11. Errors along the axes when the device moving along the Oy direction

эксперимент, в котором объект располагался на прямой вдоль оси Oy в диапазоне $0.6 \leq y \leq 3$ (пределы рабочей зоны системы). Погрешности

между реальными координатами и координатами после калибровки представлены на рис. 11.

Алгоритм калибровки позволил практически полностью устранить статическую ошибку. Погрешность координат после калибровки по сравнению с реальными координатами составляет около 1 см, что удовлетворяет требованиям для позиционирования и навигации в закрытых помещениях. Таким образом, алгоритм калибровки достиг желаемого результата.

Заключение. В статье предложен алгоритм определения коэффициентов в модели ошибки сигнала инфракрасной системы с использованием одной базовой станции Lighthouse Valve. Алгоритм калибровки использует метод Ньютона и данные устройства в системе координат, связанной с базовой станцией. Проведенные эксперименты показали эффективность алгоритма: статическая ошибка практически полностью устранена, а погрешность между откалиброванными и реальными координатами составляет около 1 см. Алгоритм повышает точность навигации и позиционирования транспортного устройства в ограниченном пространстве.

Список литературы

1. Kanellakis C., Nikolakopoulos G. Survey on Computer Vision for UAVs: Current Developments and Trends // J. of Intelligent & Robotic Systems. 2017. Vol. 87. P. 141–168. doi: 10.1007/s10846-017-0483-z
2. Chao H., Gu Y., Napolitano M. A survey of optical flow techniques for UAV navigation applications // Intern. Conf. on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS), Atlanta, USA, 28–31 May 2013. IEEE, 2013. P. 710–716. doi: 10.1109/ICUAS.2013.6564752
3. A novel distributed architecture for UAV indoor navigation / Yu. Li, M. Scanavino, E. Capello, F. Dabene, G. Guglieri, A. Vilardi // Transportation Research Procedia. 2018. Vol. 35. P. 13–22. doi: 10.1016/j.trpro.2018.12.003
4. Indoor positioning system based on incident angles of infrared emitters / Ch. Lee, Yu. Chang, G. Park, J. Ryu, S.-G. Jeong, S. Park // 30th Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics Society, Busan, Korea (South), 02–06 Nov. 2004. IEEE, 2004. P. 2218–2222. doi: 10.1109/IECON.2004.1432143
5. HyperCube: A small lensless position sensing device for the tracking of flickering infrared LEDs / T. Raharjaona, P. Mignon, R. Juston, L. Kerhuel, S. Viollet // Sensors. 2015. Vol. 15, № 7. P. 16484–16502. doi: 10.3390/s150716484
6. DronOS: A flexible open-source prototyping framework for interactive drone routines / M. Hoppe, M. Burger, A. Schmidt, T. Kosch // Proc of. 18th Intern. Conf. on Mobile and Ubiquitous Multimedia. 2019. Art. № 15. P. 1–7. doi: 10.1145/3365610.3365642
7. Greiff M., Robertsson A., Berntorp K. Performance bounds in positioning with the vive light-house system // IEEE Intern. Conf. on Information Fusion, Ottawa, Canada, 02–05 July 2019. IEEE, 2019. P. 1–8. doi: 10.23919/FUSION43075.2019.9011242
8. Sletten K. Automated testing of industrial robots using HTC vive for motion tracking. M. S. thesis. Norway, University of Stavanger, 2017. 28 p.
9. Yusefi A., Durdu A., Sungur C. ORB-SLAM-based 2D Reconstruction of Environment for Indoor Autonomous Navigation of UAVs // Avrupa Bilim Ve Teknoloji Dergisi. 2020. P. 466–472. doi: 10.31590/ejosat.819620.
10. Niehorster D. C., Li L., Lappe M. The accuracy and precision of position and orientation tracking in the HTC vive virtual reality system for scientific research // I-Perception. 2017. Vol. 8, № 3. Art. № 2041669517708205. doi: 10.1177/2041669517708205
11. Ikbal M. S., Ramadoss V., Zoppi M. Dynamic pose tracking performance evaluation of HTC vive virtual reality system // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 3798–3815. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3047698
12. HTC Vive Tracker: Accuracy for Indoor Localization / J. Lwowski, A. Majumdar, P. Benavidez, J. J. Prevost,

M. Jamshidi // IEEE Systems, Man and Cybernetics Magazine. 2020. Vol. 6, iss. 4. P. 15–22.

doi: 10.1109/MSMC.2020.2969031

13. Боронахин А. М., Нгуен К. Х., Нгуен Ч. И. Сравнительное исследование навигационных систем для автономных беспилотных летательных аппаратов в помещении // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 4. С. 6–18.

doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-4-6-18

14. Lighthouse Positioning System: Dataset, Accuracy, and Precision for UAV Research / A. Taffanel, B. Rousselot, J. Danielsson, K. McGuire, K. Richardsson, M. Eliasson, T. Antonsson, W. Hönig. URL: <https://arxiv.org/pdf/2104.11523> (дата обращения: 08.12.2025)

15. HTC Vive: Analysis and Accuracy Improvement / M. Borges, A. Symington, B. Coltin, T. Smith, R. Ventura // IEEE/RSJ Intern. Conf. on Intelligent Robots and Systems, Madrid, Spain, 01–05 Oct. 2018. IEEE, 2018. P. 2610–2615. doi: 10.1109/IROS.2018.8593707

Информация об авторах

Боронахин Александр Михайлович – доктор технических наук (2013), профессор (2020), профессор кафедры лазерных измерительных и навигационных систем, декан факультета информационно-измерительных и биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 120 научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка интегрированных инерциальных технологий динамического мониторинга рельсового пути для обеспечения безопасности движения железнодорожного транспорта.

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

E-mail: AMBoronahin@etu.ru

Нгуен Куок Хань – магистр по направлению "Приборостроение" (2020), аспирант Вьетнамского государственного технического университета им. Ле Куй Дона (Ханой, Вьетнам). Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – инерциальные системы навигации и ориентации.

Адрес: Вьетнамский государственный технический университет им. Ле Куй Дона, 236, Хоанг Куок Вьет, Ко Нхуэ, Бак Ты Лиэм, Ханой, Вьетнам

E-mail: nguyenuoockhanh183@gmail.com

References

1. Kanellakis C., Nikolakopoulos G. Survey on Computer Vision for UAVs: Current Developments and Trends. *J. of Intelligent & Robotic Systems*. 2017, vol. 87, pp. 141–168.

doi: 10.1007/s10846-017-0483-z

2. Chao H., Gu Y., Napolitano M. A Survey of Optical Flow Techniques for UAV Navigation Applications. *Intern. Conf. on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS)*, Atlanta, USA, 28–31 May 2013. IEEE, 2013, pp. 710–716.

doi: 10.1109/ICUAS.2013.6564752

3. Li Yu., Scanavino M., Capello E., Dabbene F., Guglieri G., Vilaridi A. A Novel Distributed Architecture for UAV Indoor Navigation. *Transportation Research Procedia*. 2018, vol. 35, pp. 13–22.

doi: 10.1016/j.trpro.2018.12.003

4. Lee Ch., Chang Yu., Park G., Ryu J., Jeong S.-G., Park S. Indoor Positioning System Based on Incident Angles of Infrared Emitters. *30th Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics Society*, Busan, Korea (South), 02–06 Nov. 2004. IEEE, 2004, pp. 2218–2222.

doi: 10.1109/IECON.2004.1432143

5. Raharijaona T., Mignon P., Juston R., Kerhuel L., Viollet S. HyperCube: A Small Lensless Position Sensing Device for the Tracking of Flickering Infrared LEDs. *Sensors*. 2015, vol. 15, no. 7, pp. 16484–16502.

doi: 10.3390/s150716484

6. Hoppe M., Burger M., Schmidt A., Kosch T. DronOS: Aflexible Open-Source Prototyping Framework for Interactive Drone Routines. *Proc. of 18th Intern. Conf. on Mobile and Ubiquitous Multimedia*. 2019, art. no. 15, pp. 1–7.

doi: 10.1145/3365610.3365642

7. Greiff M., Robertsson A., Berntorp K. Performance Bounds in Positioning with the Vive Lighthouse System. *IEEE Intern. Conf. on Information Fusion*, Ottawa, Canada, 02–05 July 2019. IEEE, 2019, pp. 1–8.

doi: 10.23919/FUSION43075.2019.9011242

8. Sletten K. Automated Testing of Industrial Robots Using HTC Vive for Motion Tracking. M. S. thesis. Norway, University of Stavanger, 2017, 28 p.

9. Yusefi A., Durdu A., Sungur C. ORB-SLAM-based 2D Reconstruction of Environment for Indoor Autonomous Navigation of UAVs. *Avrupa Bilim Ve Teknoloji Dergisi*. 2020, pp. 466–472.

doi: 10.31590/ejosat.819620

10. Niehorster D. C., Li L., Lappe M. The Accuracy and Precision of Position and Orientation Tracking in the HTC Vive Virtual Reality System for Scientific Research. *I-Perception*. 2017, vol. 8, no. 3, art. no. 2041669517708205. doi: 10.1177/2041669517708205

11. Ikbali M. S., Ramadoss V., Zoppi M. Dynamic Pose Tracking Performance Evaluation of HTC Vive Virtual Reality System. *IEEE Access*. 2021, vol. 9, pp. 3798–3815. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3047698

12. Lwowski J., Majumdar A., Benavidez P., Prevost J. J., Jamshidi M. HTC Vive Tracker: Accuracy for Indoor Localization. *IEEE Systems, Man and Cybernetics Magazine*. 2020, vol. 6, iss. 4, pp. 15–22.

doi: 10.1109/MSMC.2020.2969031

13. Boronakhin A. M., Nguyen Quoc Khanh, Nguyen Trong Yen. Comparative Review of Navigation Systems for Indoor Autonomous Unmanned Aerial Vehicles. 2024, vol. 27, no. 4, pp. 6–18.

doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-4-6-18

14. Taffanel A., Rousselot B., Danielsson J., McGuire K., Richardsson K., Eliasson M., Antonsson T., Hönig W. Lighthouse Positioning System: Dataset, Accuracy, and Precision for UAV Research. Available at: <https://arxiv.org/pdf/2104.11523> (accessed: 08.12.2025)

15. Borges M., Symington A., Coltin B., Smith T., Ventura R. HTC Vive: Analysis and Accuracy Improvement. IEEE/RSJ Intern. Conf. on Intelligent Robots and Systems, Madrid, Spain, 01–05 Oct. 2018. IEEE, 2018, pp. 2610–2615.

doi: 10.1109/IROS.2018.8593707

Information about the authors

Alexander M. Boronakhin, Dr Sci. (Eng.) (2013), Professor (2020), Professor of the Department of Laser Measuring and Navigation Systems, Dean of the Faculty of Information Measuring and Biotechnical Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 120 scientific publications. Area of expertise: development of integrated inertial technologies for dynamic monitoring of the rail track to ensure the safety of railway traffic.

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

E-mail: AMBoronahin@etu.ru

Nguyen Quoc Khanh, Engineer in Instrumentation Engineering (2020), Postgraduate student at Le Quy Don State Technical University (Hanoi, Vietnam). The author of 10 scientific publications. Area of expertise: inertial navigation and orientation systems.

Address: Le Quy Don Technical University, 236, Hoang Quoc Viet, Co Nhue, Bac Tu Liem, Hanoi, Vietnam

E-mail: nguyenquockhanh183@gmail.com

Методика оценки количества винтов в мультикоптере на основе анализа сигнала вторичной модуляции

Е. С. Плотницкая^{1✉}, С. Р. Гейстер², В. И. Веремьев¹

¹ НИИ "Прогноз", Санкт-Петербург, Россия

² ОАО "Алевкурп", Королев Стан, Республика Беларусь

✉ katya.plotnitskaya@yandex.ru

Аннотация

Введение. В области радиолокационного мониторинга воздушного пространства высокую актуальность имеет задача различения мультикоптеров, что предполагает определение класса мультикоптера (малый, средний, тяжелый). Задача распознавания напрямую связана с анализом радиолокационных портретов (РЛП) и определением количества винтов в мультикоптере. Применительно к построению РЛП винтов летательных аппаратов особый интерес представляют РЛП, полученные на основе метода обращенного синтеза апертуры антенны (ОСАА). Для построения таких портретов необходима информация о частотах вращения винтов, которая определяется при реализации предлагаемого метода.

Цель работы. Разработка методики оценки количества винтов в мультикоптере на основе анализа радиолокационного сигнала вторичной модуляции, обусловленной вращением лопастей.

Материалы и методы. Задача оценки количества винтов связана с задачей оценки частоты вращения винтов, которая, в свою очередь, рассматривается как задача аккумуляции откликов вторичной модуляции, создаваемой вращением, в структуре сигнала с параллельной компенсацией фазовых набегов. При моделировании рассматривается монохроматический сигнал с частотой 10 ГГц. Для реализации и оценки используемых в методике алгоритмов применены методы корреляционной обработки и статистического анализа.

Результаты. Разработана методика оценки количества винтов в мультикоптере на основе анализа сигнала вторичной модуляции. Проведена проверка работоспособности методики на данных математического моделирования при разных сценариях движения цели.

Заключение. Разработанная методика оценки количества винтов в мультикоптере на основе анализа сигнала вторичной модуляции является основой для разработки алгоритма формирования изображений винтов квадрокоптера с помощью обратного синтеза апертуры антенны. Информация о количестве винтов и частотах их вращения может быть использована для построения РЛП винтов мультикоптеров на основе метода ОСАА и последующей оценки особенности конструкции и различения одиночной и групповой целей.

Ключевые слова: летательный аппарат, мультикоптер, квадрокоптер, обращенный синтез апертуры антенны, радиолокационное распознавание

Для цитирования: Плотницкая Е. С., Гейстер С. Р., Веремьев В. И. Методика оценки количества винтов в мультикоптере на основе анализа сигнала вторичной модуляции // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 1. С. 103–113.

doi: [10.32603/1993-8985-2026-29-1-103-113](https://doi.org/10.32603/1993-8985-2026-29-1-103-113)

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 01.12.2025; принята к публикации после рецензирования 12.01.2026; опубликована онлайн 27.02.2026



Methodology for Estimating the Number of Multicopter Rotors Based on Secondary Modulation Signal Analysis

Ekaterina S. Plotnitskaya^{1✉}, Sergey R. Heister², Vladimir I. Veremyev¹

¹ Research Institute "Prognoz", St Petersburg, Russia

² JSC "ALEVKURP", Korolev Stan, Republic of Belarus

✉ katya.plotnitskaya@yandex.ru

Abstract

Introduction. In the field of radar monitoring of airspace, multicopter discrimination is a highly relevant task, which includes determination of their class, i.e., small-, medium-, or heavy multicopters. The discrimination task is directly related to the analysis of radar signatures and determining the rotor number in a multicopter. Regarding the construction of radar rotors for aircrafts, radar systems obtained using the method of inverse synthetic aperture radar (ISAR) are particularly interesting. In order to create such signatures, information on the rotational frequency of the rotors is required, which can be determined using the method proposed in this paper.

Aim. Development of a methodology for estimating the number of rotors in a multicopter based on the analysis of the radar signal of secondary modulation caused by blade rotation.

Materials and methods. The task of estimating the number of rotors is related to the task of estimating the frequency of their rotation, which, in turn, is considered as the task of accumulating secondary modulation responses created by rotation in the signal structure with simultaneous compensation of phase incursions. For simulation purposes, a monochromatic signal with a frequency of 10 GHz was considered. Correlation processing and statistical analysis were used to implement and evaluate the algorithms used in the methodology.

Results. A methodology for estimating the number of rotors in a multicopter based on the analysis of secondary modulation signals was developed. Its operability was tested by simulating different scenarios of target movement.

Conclusion. The developed methodology for estimating the number of rotors in a multicopter based on the analysis of secondary modulation signals forms a basis for developing an algorithm for imaging quadcopter rotors using the ISAR method. Information on the number and rotation frequencies of rotors can be used to construct radar signatures of multicopter rotors based on the ISAR method followed by subsequent evaluation of design features and distinction between single- and integrated targets.

Keywords: aircraft, multicopter, quadcopter, inverse synthetic aperture radar, radar discrimination

For citation: Plotnitskaya E. S., Heister S. R., Veremyev V. I. Methodology for Estimating the Number of Multicopter Rotors Based on Secondary Modulation Signal Analysis. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 1, pp. 103–113.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-103-113

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

Submitted 01.12.2025; accepted 12.01.2026; published online 27.02.2026

Введение. В сфере радиолокационного мониторинга воздушного пространства задача распознавания мультикоптера, включающая определение класса (малый, средний, тяжелый), имеет высокую степень актуальности. В основе наиболее информативных способов решения данной задачи лежит использование радиолокационных портретов (РЛП), несущих информацию о конструкции и размерах летательного аппарата [1, 2]. Для построения РЛП

винтов на основе метода обращенного синтеза апертуры антенны (ОСАА) [3–7] необходима информация о частотах вращения винтов. Целесообразно создать условия для определения частот вращения винтов с погрешностью, обеспечивающей оценку конструкции, а также различение одиночной и групповой целей.

В публикациях описывается ряд алгоритмов решения задачи оценки частоты вращения винтов, построенных на косвенном определении

частот по временным диаграммам отраженных сигналов и их спектрам [8–13]. Однако такие алгоритмы не всегда могут гарантировать требуемое по точности представление о количестве винтов летательного аппарата (ЛА). Также недостатком использования спектрального анализа в задачах радиолокационного распознавания является "размывание" спектра во время маневрирования ЛА.

Поэтому целесообразно обратить внимание на способы, которые направлены на прямое измерение частот следования лопастей винтов летательных аппаратов в системах с ОСАА [14, 15].

Задачу оценки частоты вращения винтов можно рассматривать как задачу аккумуляции откликов вторичной модуляции, создаваемой вращением, в структуре сигнала с одновременной компенсацией фазовых набегов. Кроме того, процедура аккумуляции откликов от вращающихся винтов обеспечивает устойчивость алгоритма к шумам и помехам, что является важным фактором и дает преимущество работы в сложной помеховой обстановке по сравнению со спектральным анализом. На рис. 1 приведен график сравнения вероятности правильной оценки частоты вращения винта для спектрального анализа и алгоритма обработки, соответствующего предлагаемой методике. Данные получены путем компьютерного моделирования с использованием уточненной модели сигнала, отраженного от квадрокоптера [16]. Вероятность правильной оценки частоты вращения винта здесь представлена в зависимости от отношения сигнал-шум (ОСШ) на входе устройства обработки сигнала, отраженного от корпуса и винтов квадрокоптера, и шума в полосе 60 кГц.

Методика оценки количества винтов в мультикоптере на основе сигнала вторичной модуляции. Обработку, лежащую в основе методики оценки количества винтов и частот их вращения, предлагается реализовывать в многоканальном устройстве (МУ) на основе корреляции отраженного сигнала с опорной функцией (рис. 2). Каждый канал отождествляется с одним из возможных значений частоты вращения винта $F_B(i)$, $i = \overline{1, N_K}$, где N_K – число возможных частот вращения винта (число каналов МУ). Множество возможных частот вращения винта формируется, начиная с минимального

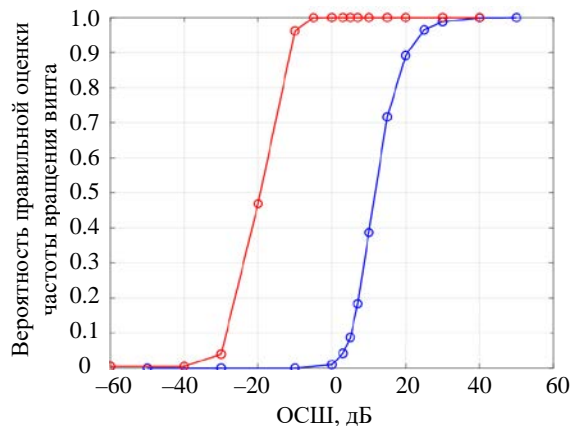


Рис. 1. Вероятности правильной оценки частоты вращения винта для спектрального анализа (синяя кривая) и предлагаемого алгоритма (красная кривая)

Fig. 1. Probabilities of the correct estimation of rotor frequency for spectral analysis (blue curve) and the proposed algorithm (red curve)

значения возможной частоты вращения винта (F_{B_min}) и заканчивая максимальным значением возможной частоты вращения винта (F_{B_max}) с шагом ΔF . Кроме того, каждый канал содержит набор подканалов, которые соответствуют возможным начальным угловым положениям лопасти в момент начала зондирования $\varphi_{н.з}(j)$, $j = \overline{1, N_c}$. Таким образом, в устройстве поиска максимумов исследуется пространство "частота вращения – начальная фаза". Предполагается, что с помощью описываемого устройства обрабатывается сигнал, отраженный от двухлопастного винта мультикоптера. Однако возможно применение данного алгоритма обработки для винтов с другим количеством лопастей.

В момент обнаружения мультикоптера определяется направление его движения относительно наблюдателя (приближение/удаление), и на основании этого происходит анализ сигнала, отраженного от соответствующих кромок лопастей винтов. В материалах приведенных исследований рассматриваются случаи зависшей и приближающейся цели, вследствие чего рассматривается сигнал, отраженный от передних (приближающихся) кромок лопастей винтов.

Рассмотрим формирование отсчетов опорной функции $K_{II}(t, F_B(i), \varphi_{н.з}(j))$, используемой в алгоритме обработки. Для расчета опорной функции в соответствии с теоретической моделью сигнала, отраженного от лопастей

винта квадрокоптера [16], необходимо знать три основные координаты, определяемые РЛС (дальность, азимут, угол места), линейную скорость квадрокоптера, а также уже упомянутые возможные значения частоты вращения винта. Законы изменения координат для формирования опорной функции будут соответствовать законам изменения координат вращающихся лопастей, описанным в [16], с использованием при расчетах компенсирующего углового положения лопасти:

$$\varphi_{\text{комп}}(t, F_B(i), \varphi_{\text{н.з.}}(j)) = 2\pi F_B(i)t + \varphi_{\text{н.з.}}(j).$$

Расчеты компенсирующего множителя выполняются для каждого i -го возможного значения ожидаемой частоты вращения винта и для каждого j -го возможного значения начального углового положения лопасти:

$$K_{\Pi}(t, F_B(i), \varphi_{\text{н.з.}}(j)) = \exp\left[j2kr_{\Pi_комп}(t, F_B(i), \varphi_{\text{н.з.}}(j))\right],$$

где $K_{\Pi}(t, F_B(i), \varphi_{\text{н.з.}}(j))$ – отсчеты опорной функции для передних кромок лопастей винта квадрокоптера; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; $r_{\Pi_комп}(t, F_B(i), \varphi_{\text{н.з.}}(j))$ – расстояние от фазового центра совокупности отражателей, расположенных на передних кромках лопастей винтов, до фазового центра приемной антенны.

Исходя из схемы, представленной на рис. 2, после перемножителя, на который поступают отсчеты отраженного сигнала и опорной функции, в каждом подканале МУ происходит суммирование временных отсчетов результатов перемножения и формирование квадрата модуля суммы:

$$\left|\xi(F_B(i), \varphi_{\text{н.з.}}(j))\right|^2 = \left|\sum_{nT_d} U_{\text{пр}_\Pi}(t) K_{\Pi}^*(t, F_B(i), \varphi_{\text{н.з.}}(j))\right|^2.$$

Максимальные значения корреляционных сверток фиксируются с помощью устройства поиска максимумов (УПМ) и выделяются как соответствующие измеренным частотам вращения винтов $F_{\text{в.изм}}$.

Таким образом, методику оценки количества винтов мультикоптера можно представить как последовательность выполнения следующих операций:

- обработка сигнала вторичной модуляции с помощью МУ, реализующего корреляционную свертку принятого сигнала с опорными функциями в наборе каналов. Каждая опорная функция отождествляется с конкретным значением частоты следования лопастей, а также учитывает возможные положения лопасти в момент начала зондирования;

- формирование квадратов модулей накопленных амплитуд в каждом подканале МУ;

- выделение максимумов среди полученных значений квадратов модулей накопленных амплитуд в УПМ;

- оценка количества винтов (пар винтов) на основе количества найденных максимумов.

Результаты проверки функционирования алгоритма на основе математического моделирования. Рассмотрим результаты работы приведенного алгоритма на основе данных моделирования сигналов, отраженных от винтов квадрокоптера.

При моделировании использовались структурные параметры лопасти двухлопастного винта DJI Phantom 3, описанные в [16]. Частота вращения винта $F_B = 120$ Гц; частота следования лопастей двухлопастного винта $F_{\text{л.в.}} = 2F_B$; линейная скорость движения при моделировании $v = 0$ м/с (зависший квадрокоптер). Тип сигнала – монохроматический. Длина волны при моделировании полагалась равной $\lambda = 0.03$ м, частота дискретизации $F_d = 60$ кГц. Максимальное значение эффективной площади рассеяния одного точечного отражателя на передней и задней кромках лопасти полагались одинаковыми и равными $\sigma_{0\Pi(3)} = 1 \cdot 10^{-6}$ м². Начальная дальность $r_0 = 50$ м и угол места $\varepsilon = \pi/18$ полагались не зависящими от времени при нулевой скорости линейного движения.

При работе алгоритма исследовались возможные значения частот вращения винта от $F_{\text{в.мин}} = 80$ Гц до $F_{\text{в.макс}} = 180$ Гц с шагом $\Delta F = 0.5$ Гц.

В данной статье для определенности рассматривается случай, когда на вход алгоритма поступает сигнал, отраженный от передних (приближающихся) кромок лопастей винта, полученный посредством исключения из процесса анализа части сигнала, соответствующей отра-

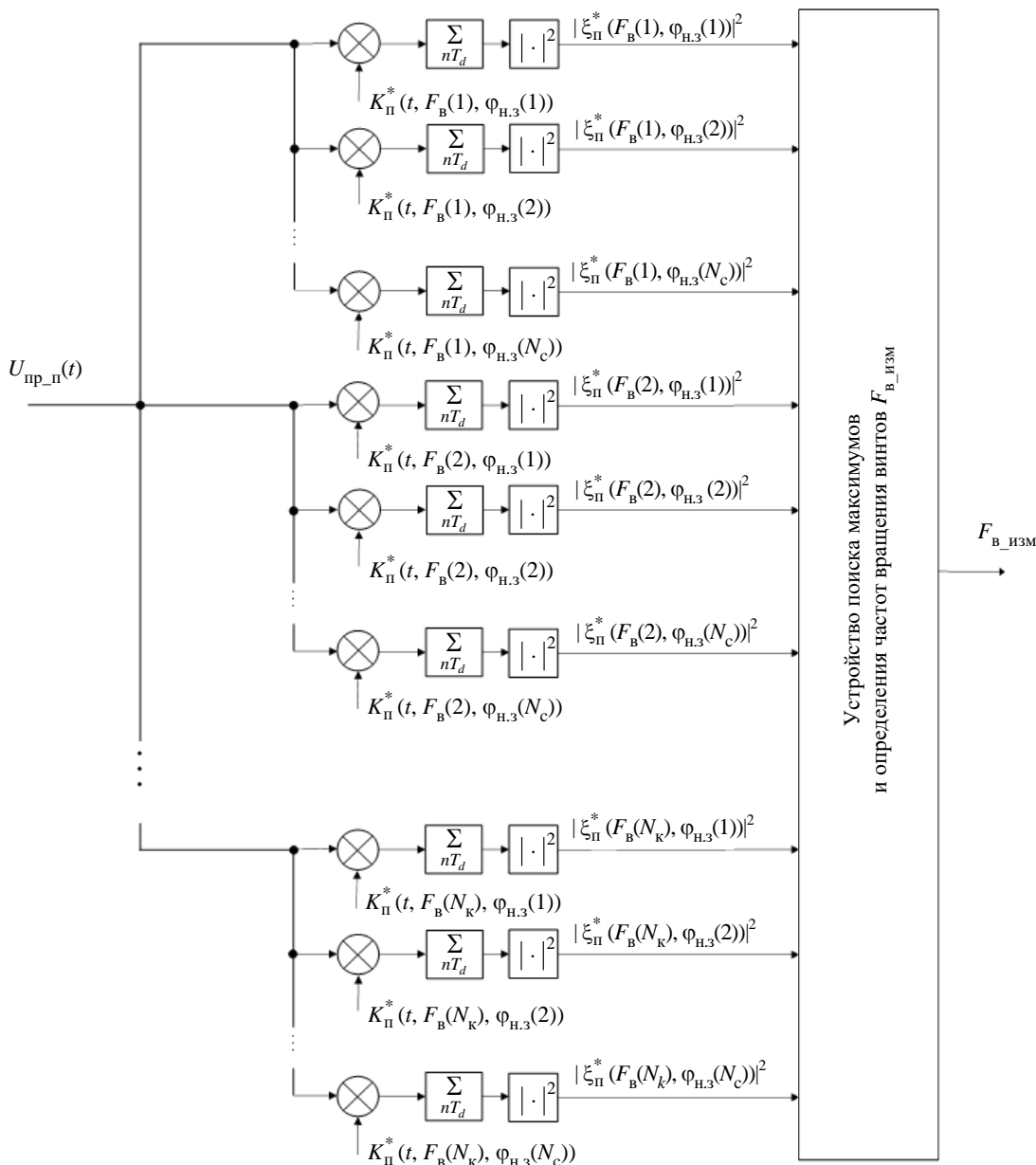


Рис. 2. Схема обработки для реализации метода оценки количества винтов

Fig. 2. Processing scheme for the implementation of the rotor number estimation method

жению от задних (удаляющихся) кромок лопастей винта и корпуса летательного аппарата. Это обеспечивается последовательным выполнением следующих процедур: 1) прямое преобразование Фурье с формированием амплитудно-частотного спектра; 2) обнуление спектральных составляющих, отраженных от корпуса ЛА и удаляющихся лопастей; 3) обратное преобразование Фурье с формированием сигналов, отраженных от приближающихся лопастей.

При представлении результатов для каждого канала по частоте вращения $F_B(i)$ визуализируется максимум модуля квадрата накопленной ам-

плитуды $|\xi(F_B(i))|^2 = |\xi(F_B(i), \varphi_{н.з.}(j))|_{\max}^2$ среди подканалов по начальной фазе $\varphi_{н.з.}(j)$.

На рис. 3 изображены результаты, полученные с помощью вышеописанного алгоритма обработки сигнала, отраженного от одного винта квадрокоптера, совершающего вращение в двух направлениях. Для удобства отображения выполнена нормировка результатов относительно максимальных значений.

Исследуем пары винтов с учетом конструктивных особенностей квадрокоптера. Во-первых, для устранения реактивного момента половина

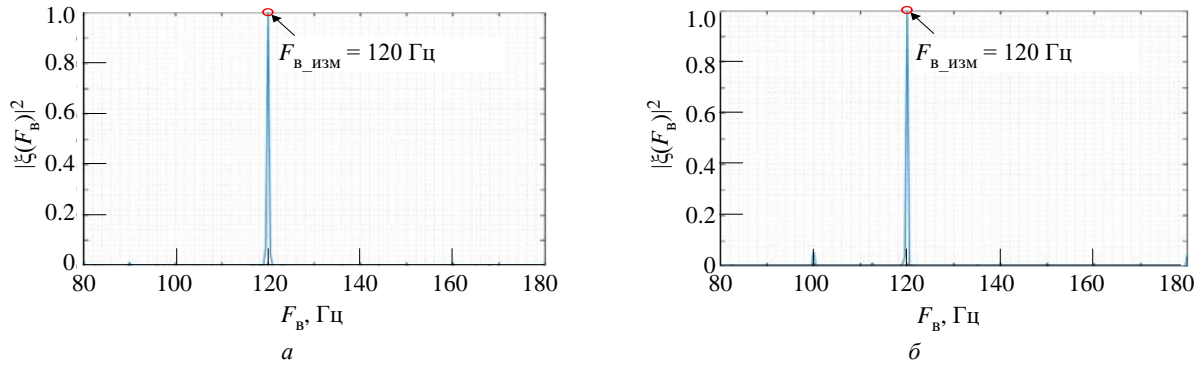


Рис. 3. Выходной сигнал устройства обработки при подаче на вход сигнала, отраженного от одного винта квадрокоптера: *a* – вращающегося против часовой стрелки; *б* – вращающегося по часовой стрелке

Fig. 3. Output signal of the processing device when applying a signal reflected from one quadcopter rotor to the input: *a* – rotating counterclockwise; *б* – rotating clockwise

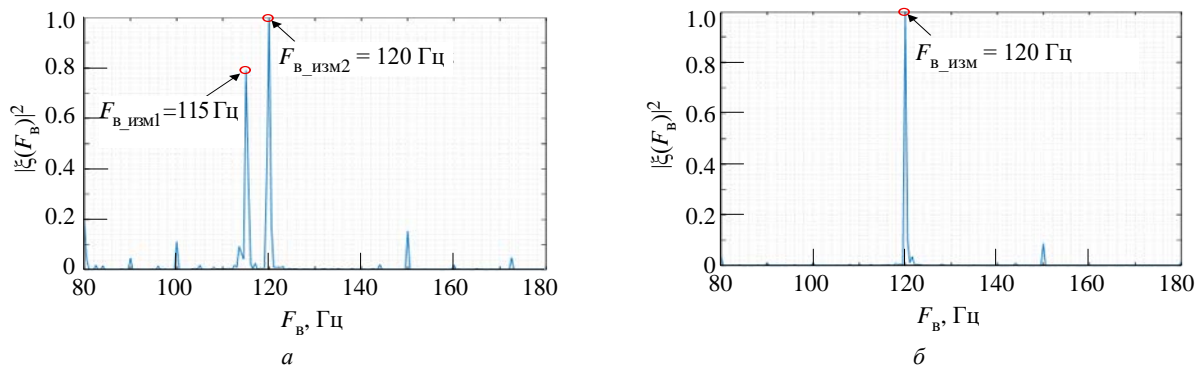


Рис. 4. Выходной сигнал устройства обработки при подаче на вход сигнала, отраженного от пары винтов квадрокоптера: *a* – два соседних винта (вращение в разных направлениях); *б* – два диагональных винта (вращающихся против часовой стрелки)

Fig. 4. Output signal of the processing device when applying a signal reflected from a pair of quadcopter rotors to the input: *a* – two adjacent rotors (rotating in different directions); *б* – two diagonal rotors (rotating counterclockwise)

винтов вращается по часовой стрелке, а вторая – против. Во-вторых, для выполнения прямолинейного полета при наличии бокового ветра винты квадрокоптера вращаются по определенной схеме: два соседних винта совершают вращение с небольшой расстройкой по частоте, когда два винта, расположенных на одной диагонали, согласованы по частоте. На рис. 4 рассматриваются результаты работы алгоритма для пары соседних винтов и для пары диагональных винтов. При этом одна диагональная пара винтов совершает вращение с частотой $F_{B1} = 120$ Гц, а вторая – $F_{B2} = 115$ Гц.

На рис. 5 приведены выходные сигналы устройства обработки при облучении четырех винтов квадрокоптера. На рис. 5, *a* рассматривается случай, описанный ранее, когда квадрокоптер удерживает равновесие при наличии бокового ветра. На рис. 5, *б* приведен результат для варианта, при котором квадрокоптер со-

вершает разворот и все четыре винта квадрокоптера совершают вращение с расстройкой по частоте между собой: $F_{B1} = 120$ Гц; $F_{B2} = 115$ Гц; $F_{B3} = 118$ Гц; $F_{B4} = 113$ Гц. Максимальная ошибка определения частоты вращения, как видно из рис. 5, *б*, равна $\delta F = 0.5$ Гц, что совпадает с шагом между исследуемыми частотами вращения винта.

Разница пиков по амплитуде, соответствующих разным винтам, связана с определенным начальным положением винтов в момент начала когерентного накопления (КН) и взаимодействием сигналов, отраженных от передних и задних кромок лопастей.

Поскольку поставленная задача предполагает возможность наблюдения группы квадрокоптеров, то целесообразно будет исследовать работу данного алгоритма для пары квадрокоптеров. На рис. 6 изображен результат работы алгоритма в случае, когда модели-

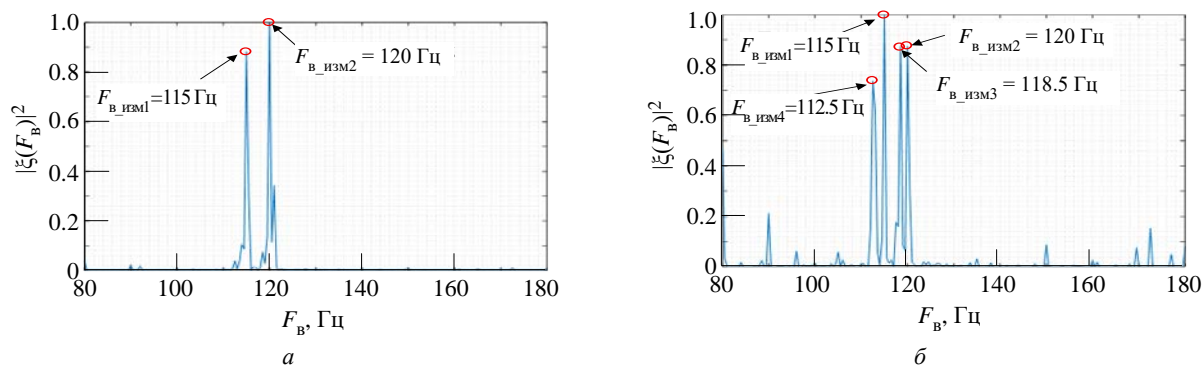


Рис. 5. Выходной сигнал устройства обработки при подаче на вход сигнала, отраженного от четырех винтов квадрокоптера: *a* – четыре винта в режиме удержания равновесия; *б* – четыре винта в режиме разворота

Fig. 5. Output signal of the processing device when applying a signal reflected from the four rotors of the quadcopter to the input: *a* – four rotors in the balance mode; *б* – four rotors in the turn mode

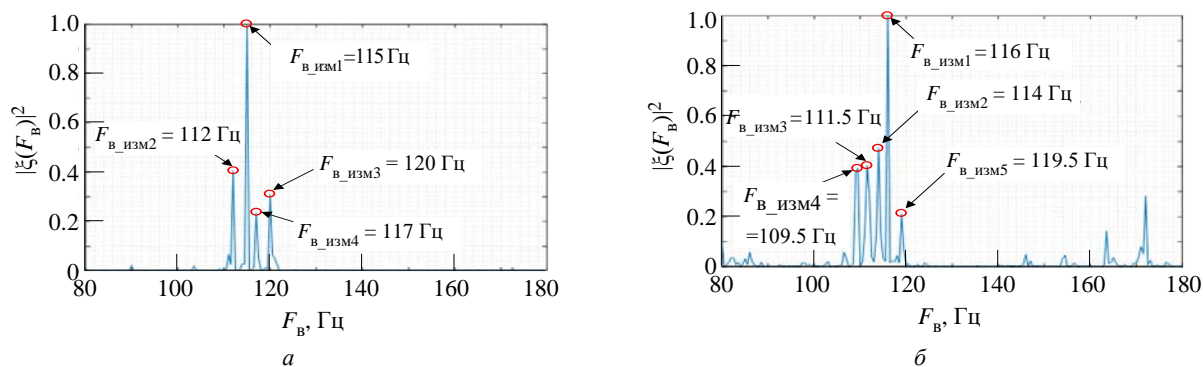


Рис. 6. Выходной сигнал устройства обработки при подаче на вход сигнала, отраженного от двух квадрокоптеров: *a* – зависших; *б* – движущихся с разными скоростями

Fig. 6. Output signal of the processing device when applying a signal reflected from two quadcopters to the input: *a* – suspended; *б* – moving at different speeds

ровался сигнал, отраженный от винтов двух зависших квадрокоптеров (рис. 6, *a*). Параметры конструкции лопастей винтов полагались одинаковыми.

Для первого квадрокоптера данные при моделировании были теми же, частоты вращения винтов соответствовали случаю удержания равновесия.

Для второго квадрокоптера: начальная дальность $r_0 = 58$ м и угол места $\varepsilon = \frac{\pi}{18} + \frac{\pi}{360}$ полагались не зависящими от времени при нулевой скорости линейного движения. Частоты вращения винтов: для первой диагонали $F_{B1} = 117$ Гц, для второй диагонали $F_{B2} = 112$ Гц.

На рис. 6, *б* представлен результат для случая, когда для двух квадрокоптеров при моделировании задавались разные радиальные скорости: для первого квадрокоптера $v_1 = 9$ м/с, для второго квадрокоптера $v_2 = 11$ м/с.

Как видно из рис. 6, *б*, для двух квадрокоптеров с отличающимися радиальными скоростями на графике выходного сигнала устройства обработки количество составляющих становится больше. Таким образом, становится возможным различить присутствие одного и двух квадрокоптеров по количеству пиков.

Упрощенный алгоритм формирования опорной функции для многоканального устройства обработки. Для более широкого применения описанного алгоритма обработки в рамках методики оценки количества винтов мультикоптера возможно использование опорной функции обработки сигналов, отраженных от передних кромок лопастей двухлопастного винта, которая представляет собой универсальный эталон и не зависит от дальности, угла места и азимута. С этой целью в качестве опорной функции необходимо сформировать последовательность импульсов формы главного лепестка функции sinc (рис. 7), которая бу-

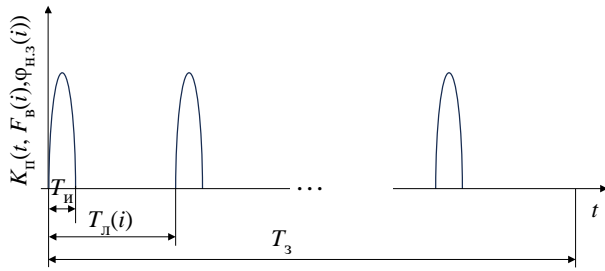


Рис. 7. Форма упрощенной опорной функции

Fig. 7. Simplified support function

дет зависеть от частоты вращения винта, а также от выбранной длительности импульса опорной функции (выражения приводятся для двухлопастных винтов):

$$\begin{aligned}
 K_{\Pi}(t, F_{\text{В}}(i), \varphi_{\text{Н.З}}(j)) &= \\
 &= \sum_{k=1}^{N_{\text{И}}(i)} K_{\Pi 1} \left(t - kT_{\text{Л}}(i) - \frac{\varphi_{\text{Н.З}}(j)}{2\pi/T_{\text{В}}(i)} \right) + \\
 &+ \sum_{k=1}^{N_{\text{И}}(i)} K_{\Pi 2} \left(t - kT_{\text{Л}}(i) - \frac{\varphi_{\text{Н.З}}(j) + \pi}{2\pi/T_{\text{В}}(i)} \right); \\
 K_{\Pi 1(2)}(t) &= \begin{cases} \sin\left(\pi \frac{t}{T_{\text{И}}}\right), & \text{если } 0 \leq t \leq T_{\text{И}}; \\ 0, & \text{если } t > T_{\text{И}}, \end{cases}
 \end{aligned}$$

где $T_{\text{И}}$ – длительность импульса опорной функции; $N_{\text{И}}(i) = \frac{T_3}{T_{\text{В}}(i)}$ – количество оборотов винта за время зондирования T_3 ; $T_{\text{Л}}(i) = \frac{T_{\text{В}}(i)}{N_{\text{Л}}} = \frac{1}{F_{\text{В}}(i)N_{\text{Л}}}$ – период следования лопастей (период следования импульсов) винта, имеющего $N_{\text{Л}}$ лопастей.

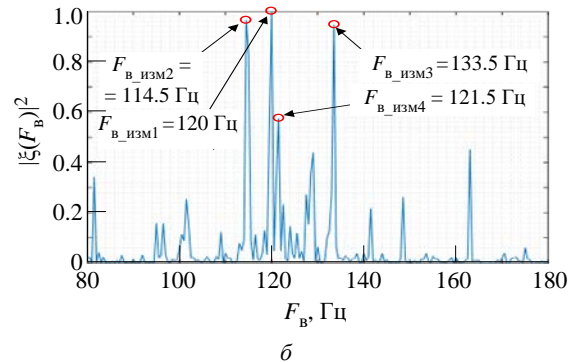
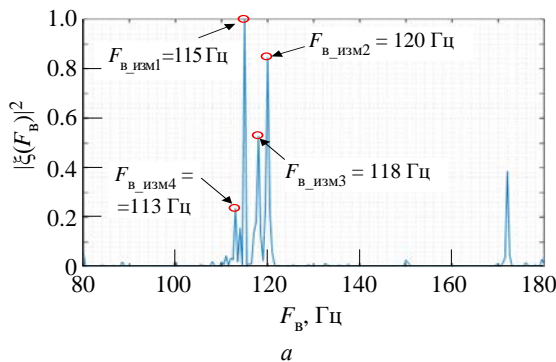


Рис. 8. Выходной сигнал устройства обработки при подаче на вход сигнала, отраженного:
 а – от квадрокоптера в режиме разворота; б – двух квадрокоптеров, движущихся с разными скоростями

Fig. 8. Output signal of the processing device when applying to the input a signal reflected from:
 а – a quadcopter in the turn mode; б – two quadcopters moving at different speeds

Далее приводятся результаты работы алгоритма на основе математического моделирования с учетом упрощенного формирования опорной функции. Для формирования опорной функции значения длительности импульса опорной функции для передней и задней кромок лопасти полагались одинаковыми и равными $T_{\text{И}} = 5 \cdot 10^{-5}$ с. Рассматривались уже упомянутые сценарии для одного квадрокоптера с винтами, работающими в режиме разворота (рис. 8, а), а также для двух квадрокоптеров, движущихся с разными радиальными скоростями (рис. 8, б).

На рис. 8, а видно, что в результате корреляции принятого сигнала и опорной функции происходят некоторые потери по мощности по сравнению с аналогичным случаем, приведенным на рис. 5, б. Однако при этом формирование опорных функций становится существенно проще, так как исключена их зависимость от координат цели.

На рис. 8, б происходит заметное "размытие" появляющихся пиков по значениям частот вращения на выходном сигнале устройства обработки по сравнению с аналогичным вариантом, приведенным на рис. 6, б. Это происходит из-за неполного соответствия формы опорной функции (только упрощенный главный лепесток) форме сигнала, отраженного от кромки лопасти. Несмотря на это, остается возможным определение присутствия нескольких квадрокоптеров.

Заключение. В основе методики оценки частот вращения и количества винтов мультикоптера лежит корреляция сигнала, отраженно-

го от винтов летательного аппарата, с опорной функцией, характеризующей ожидаемый отраженный сигнал. Качество оценки частот во многом зависит от соответствия опорной функции форме и параметрам сигнала, отраженного от лопастей винта.

При моделировании алгоритма, соответствующего разработанной методике, максимальная ошибка оценки частоты вращения винта находилась в пределах шага 0.5 Гц расстановки каналов обработки.

Работоспособность алгоритма оценки количества винтов опробована на разных схемах вращения винтов квадрокоптера (удержание равновесия при наличии бокового ветра, маневрирование). Во всех типовых опробованных вариантах работы винтов квадрокоптера разработанный алгоритм обеспечивает формирование изображения винтов в поле «частота вращения – начальное положение лопасти». Это позволяет в ходе радиолокационного наблюдения квадрокоптера решить задачу определения количества пар винтов и количества винтов.

Анализ результатов моделирования показал, что разница уровней выходных сигналов

устройства обработки, соответствующих разных винтам, объясняется определенным начальным положением винтов в момент начала когерентного накопления и взаимодействием сигналов, отраженных от передних и задних кромок лопастей.

Для более широкого применения алгоритма и устройства обработки, представленных в рамках предлагаемой методики оценивания количества винтов мультикоптера, целесообразно использование опорной функции, которая представляет собой универсальный эталон и не зависит от дальности, угла места и азимута. Отклонение упрощенной опорной функции от реального сигнала сопровождается соответствующим снижением отношения сигнал/шум и появлением дополнительных составляющих, однако при этом формирование опорной функции становится весьма простым.

Информация о количестве винтов и частотах их вращения может быть использована для построения РЛП винтов мультикоптеров на основе метода ОСАА и последующей оценки особенности конструкции и различения одиночной и групповой целей.

Список литературы

1. Automatic Target Recognition in Synthetic Aperture Radar Imagery: A State-of-the-Art Review / K. El-Darymli, E. Gill, P. McGuire, D. Poewr, C. Moloney // IEEE Access. 2016. Vol. 4. P. 6014–6058. doi: 10.1109/ACCESS.2016.2611492
2. Jacobs S. P., O'Sullivan J. A. Automatic target recognition using sequences of high resolution radar range-profiles // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2000. Vol. 36, № 2. P. 364–381. doi: 10.1109/7.845214
3. Chen V. C., Martorella M. Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging: Principles, Algorithms and Applications. Raleigh, USA: SciTech Publishing, 2014. 304 p.
4. Rong J. J., Wang Y., Han T. Iterative Optimization-based ISAR Imaging with Sparse Aperture and Its Application in Interferometric ISAR Imaging // IEEE Sensors J. 2019. Vol. 19, iss. 19. P. 8681–8693. doi: 10.1109/JSEN.2019.2923447
5. Sayed A. N., Ramahi O. M., Shaker G. In the Realm of Aerial Deception: UAV Classification via ISAR Images and Radar Digital Twins for Enhanced Security // IEEE Sensors Let. 2024. Vol. 8, № 7. P. 1–4. Art. № 6007704. doi: 10.1109/LESENS.2024.3416381
6. Ozdemir C. Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with MATLAB Algorithms. 2nd ed. Hoboken: John Wiley and Sons, 2021. 672 p.
7. Removal of Micro-Doppler Effect in ISAR Imaging Based on Data-Driven Deep Network / H. Wang, K. Li, Y. Luo, Y. Liu, Q. Zhang, Q. Zhang // IEEE Sensors J. 2023. Vol. 23, № 12. P. 13198–13209. doi: 10.1109/JSEN.2023.3270226
8. Misiurewicz, J., Kulpa, K., Czekala Z. Multi-channel detection of the helicopter echo // Proc. of the Intern. Radar Symp. 1998. Vol. 2. P. 829–838.
9. Radar Detection of Helicopters with Application of CLEAN Method / J. Misiurewicz, K. S. Kulpa, Z. Czekala, T. A. Filipek // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2012. Vol. 48, № 4. P. 3525–3537. doi: 10.1109/TAES.2012.6324734
10. Tikkinen J., Helander E., Visa A. Joint Utilization of Incoherently and Coherently Integrated Radar Signal in Helicopter Categorization // IEEE Intern. Radar Conf., Arlington, USA, 9–12 May 2005. IEEE, 2005. P. 540–545. doi: 10.1109/RADAR.2005.1435885
11. Plotnitskaya E., Vorobev E., Veremyev V. Analysis of Spectrum Signatures from Rotating Blades of Small Drone // Signal Processing Symp. (SPSymo), LODZ, Poland, 20–23 Sept. 2021. IEEE, 2021. P. 212–215. doi: 10.1109/SPSymo51155.2020.9593405
12. Method of Micro-motion Feature Extraction of Rotor Target in Time Domain / M. Long, J. Yang,

S. Xia, X. Wei, M. Lv, W. Chen // IEEE 2nd Intern. Conf. on Information Technology, Big Data and Artificial Intelligence (ICIBA), Chongqing, China, 17–19 Dec. 2021. IEEE, 2021. P. 356–360.
doi: 10.1109/ICIBA52610.2021.9688160

13. Chen V. The Micro-Doppler Effect in Radar. 2nd ed. Norwood: Artech House, 2019. 341 p.

14. Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Способ измерения частот следования лопастей винтов летательного аппарата на основе свертки спектра "вторичной" модуляции // Докл. БГУИР. Минск, 2019. № 1 (119). С. 68–74.

15. Гейстер С. Р., Кириченко В. В. Способ двухэтапного радиолокационного измерения частоты следования лопастей винтовых летательных аппаратов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 3. С. 68–80.
doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-68-80

16. Плотницкая Е. С., Гейстер С. Р., Веремьев В. И. Уточнение математической модели сигнала, отраженного от лопасти винта квадрокоптера, на основе экспериментальных исследований // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 4. С. 73–85.
doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-73-85

Информация об авторах

Плотницкая Екатерина Сергеевна – магистр по направлению "Радиотехника" (2023), аспирантка Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), младший научный сотрудник НИИ "Прогноз". Автор 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокационное распознавание.

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

Гейстер Сергей Романович – доктор технических наук (2004), профессор (2006), главный научный сотрудник ОАО "АЛЕВКУРП". Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – построение радиотехнических систем различного назначения; радиолокационное распознавание; адаптивная обработка сигналов; радиоэлектронная защита.

Адрес: ОАО "АЛЕВКУРП", ул. Московская, д. 1а, Королев Стан, 223050, Республика Беларусь
E-mail: hsr_1960@yahoo.com

Веремьев Владимир Иванович – кандидат технических наук (2000), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), директор НИИ "Прогноз". Автор более 130 научных работ. Сфера научных интересов – комплексный экологический мониторинг; комплексные вопросы построения радиолокационных систем; многодиапазонные многопозиционные радиолокационные комплексы для мониторинга воздушного пространства и морской поверхности.

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

<https://orcid.org/0000-0001-8167-6616>

References

1. El-Darymli K., Gill E., McGuire P., Poewr D., Moloney C. Automatic Target Recognition in Synthetic Aperture Radar Imagery: A State-of-the-Art Review. IEEE Access. 2016, vol. 4, pp. 6014–6058.
doi: 10.1109/ACCESS.2016.2611492

2. Jacobs S. P., O'Sullivan J. A. Automatic Target Recognition Using Sequences of High Resolution Radar Range-Profiles. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2000, vol. 36, no. 2, pp. 364–381.
doi: 10.1109/7.845214

3. Chen V. C., Martorella M. Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging: Principles, Algorithms, and Applications. Raleigh, USA, SciTech Publishing, 2014, 304 p.

4. Rong J. J., Wang Y., Han T. Iterative Optimization-based ISAR Imaging with Sparse Aperture and Its Application in Interferometric ISAR Imaging. IEEE Sensors J. 2019, vol. 19, iss. 19, pp. 8681–8693.
doi: 10.1109/JSEN.2019.2923447

5. Sayed A. N., Ramahi O. M., Shaker G. In the Realm of Aerial Deception: UAV Classification via ISAR Images and Radar Digital Twins for Enhanced

Security. IEEE Sensors Let. 2024, vol. 8, no. 7, pp. 1–4, art. no. 6007704.
doi: 10.1109/LENS.2024.3416381

6. Ozdemir C. Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with MATLAB Algorithms. 2nd ed. Hoboken, John Wiley and Sons, 2021, 672 p.

7. Wang H., Li K., Luo Y., Liu Y., Zhang Q., Zhang Q. Removal of Micro-Doppler Effect in ISAR Imaging Based on Data-Driven Deep Network. IEEE Sensors J. 2023, vol. 23, no. 12, pp. 13198–13209.
doi: 10.1109/JSEN.2023.3270226

8. Misiurewicz, J., Kulpa, K., Czekala Z. Multi-channel Detection of the Helicopter Echo. Proc. of the Intern. Radar Symp. 1998, vol. 2, pp. 829–838.

9. Misiurewicz J., Kulpa K. S., Czekala Z., Filippek T. A. Radar Detection of Helicopters with Application of CLEAN Method. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2012, vol. 48, no. 4, pp. 3525–3537.
doi: 10.1109/TAES.2012.6324734

10. Tikkinen J., Helander E., Visa A. Joint Utilization of Incoherently and Coherently Integrated Radar Signal in

Helicopter Categorization. IEEE Intern. Radar Conf., Arlington, USA, 9–12 May 2005. IEEE, 2005, pp. 540–545.
doi: 10.1109/RADAR.2005.1435885

11. Plotnitskaya E., Vorobev E., Veremyev V. Analysis of Spectrum Signatures from Rotating Blades of Small Drone. Signal Processing Symp. (SPSymo), LODZ, Poland, 20–23 Sept. 2021. IEEE, 2021, pp. 212–215.
doi: 10.1109/SPSymo51155.2020.9593405

12. Long M., Yang J., Xia S., Wei X., Lv M., Chen W. Method of Micro-motion Feature Extraction of Rotor Target in Time Domain. IEEE 2nd Intern. Conf. on Information Technology, Big Data and Artificial Intelligence (ICIBA), Chongqing, China, 17–19 Dec. 2021. IEEE, 2021, pp. 356–360.
doi: 10.1109/ICIBA52610.2021.9688160

13. Chen V. The Micro-Doppler Effect in Radar. 2nd ed. Norwood, Artech House, 2019, 341 p.

14. Heister S. R., Nguyen T. T. Measurement Method for Repetition Frequencies of the Blades of an Aerial Vehicle on the Base of the Convolution of the "Secondary" Modulation Spectrum. *Doklady BGUIR*. 2019, no. 1 (119), pp. 68–74. (In Russ.)

15. Heister S. R., Kirichenko V. V. Method for Two-Stage Radar Measurement of the Blade Repetition Rate of a Propeller-Driven Aircraft. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 3, pp. 68–80. (In Russ.)
doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-3-68-80

16. Plotnitskaya E. S., Heister S. R., Veremyev V. I. Experimental Refinement of a Mathematical Model of the Signal Reflected from Quadcopter Rotor Blade. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 4, pp. 73–85. (In Russ.)
doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-73-85

Information about the authors

Ekaterina S. Plotnitskaya – Master in Radio Engineering (2023, Saint Petersburg Electrotechnical University). Postgraduate student of Saint Petersburg Electrotechnical University, Junior Research Fellow of the Research Institute "Prognoz". The author of 9 scientific publications. Area of expertise: radar recognition.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5F, Professor Popov St., Saint Petersburg 197022, Russia
E-mail: katya.plotnitskaya@yandex.ru

Sergey R. Heister, Dr Sci. (Eng.) (2004), Professor (2006), Chief Researcher at the JSC "ALEVKURP". The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: construction of radio engineering systems for various purposes; radar recognition; adaptive signal processing; radioelectronic protective measures.
Address: JSG "ALEVKURP", 1a, Moscow St., Korolev Stan 223050, Republic of Belarus
E-mail: hsr_1960@yahoo.com

Vladimir I. Veremyev – Cand. Sci. (2000), Professor of the Department of Radio Engineering Systems in Saint Petersburg Electrotechnical University, Director of the Research Institute "Prognoz". The author of more than 130 scientific publications. Area of expertise: integrated environmental monitoring; complex issues of building radar systems; multi-band multi-position radar systems for airspace and sea surface monitoring.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5F, Professor Popov St., Saint Petersburg 197022, Russia
E-mail: vervladiv@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0001-8167-6616>

Выявление оптимальных условий функционирования ЖК-ячеек

Я. В. Барнаш^{1,2,3✉}, А. А. Тягунов¹, Н. В. Каманина^{1,2,3}

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

²АО "НПО Государственный оптический институт им. С. И. Вавилова",
Санкт-Петербург, Россия

³Петербургский институт ядерной физики им. Б. П. Константинова
Национального исследовательского центра "Курчатовский институт", Гатчина, Россия

✉ barnash.yaroslav@yandex.ru

Аннотация

Введение. Жидкокристаллические (ЖК) ячейки на основе нематических материалов, таких, как 5СВ, широко используются в оптико-электронных устройствах благодаря их высокой чувствительности к внешним воздействиям. Однако эксплуатационные характеристики таких ячеек существенно зависят от условий работы, в том числе от наличия наночастиц в составе. Несмотря на активные исследования влияния электрических полей на ЖК-структуры, комплексный анализ динамики переключения при различных формах управляющих сигналов и добавлении магнитных наночастиц, таких, как CoFe_2O_4 , остается ограниченным. В данной статье рассматривается влияние формы управляющего напряжения на динамический отклик ЖК-композиата с магнитными наночастицами.

Цель работы. Определение оптимальной формы управляющего сигнала, способствующей минимизации времени переключения и обеспечивающей стабильные электрооптические свойства жидкокристаллической ячейки с CoFe_2O_4 .

Материалы и методы. Исследование проводилось на ЖК-ячейке, содержащей нематик 5СВ с равномерно распределенными магнитными наночастицами. Воздействие осуществлялось синусоидальными, прямоугольными и треугольными напряжениями, сгенерированными с помощью функционального генератора. Измерения выполнялись в оптической схеме с лазером, скрещенными поляризаторами и фотодиодом, регистрирующим сигнал на осциллографе.

Результаты. Минимальное время отклика (4 мс) достигалось при синусоидальном сигнале. При прямоугольной форме – 6 мс, при треугольной – 5 мс. Амплитуда сигнала возрастала с длительностью импульса, но скорость переключения оставалась неизменной.

Заключение. Исследование подтвердило, что форма управляющего сигнала существенно влияет на поведение ЖК-ячейки с CoFe_2O_4 . Наиболее эффективной формой сигнала оказалась синусоида, что важно для разработки высокоскоростных оптических устройств нового поколения.

Ключевые слова: жидкокристаллическая ячейка, наночастицы CoFe_2O_4 , электрооптический отклик

Для цитирования: Барнаш Я. В., Тягунов А. А., Каманина Н. В. Выявление оптимальных условий функционирования ЖК-ячеек // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 1. С. 114–125.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-114-125

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование частично поддержано за счет гранта Российского научного фонда № 24-23-00021, https://rscf.ru/prjcard_int?24-23-00021.

Благодарности. Авторы благодарят своих сербских коллег (Sonja Jovanović and Zoran Jovanović from Laboratory of Physics, Vinča Institute of Nuclear Sciences – National Institute of the Republic of Serbia, University of Belgrade, Serbia) за предоставление для исследований магнитных наночастиц. Авторы признательны сотрудникам отдела "Фотофизика наноструктурированных материалов и устройств" АО"НПО ГОИ им. С. И. Вавилова" за возможность проведения исследования и обсуждения результатов. Авторы признательны кандидату физ.-мат. наук П. В. Кужакову за помощь в проведении квантово-химических расчетов.

Статья поступила в редакцию 30.06.2025; принята к публикации после рецензирования 07.10.2025; опубликована онлайн 27.02.2026

Determination of Optimal Operating Conditions for Liquid Crystal Cells

Yaroslav V. Barnash^{1,2,3✉}, Alexander A. Tyagunov¹, Natalia V. Kamanina^{1,2,3}

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

²JSC S. I. Vavilov State Optical Institute, Saint Petersburg, Russia

³Petersburg Nuclear Physics Institute named by B. P. Konstantinov of NRC "Kurchatov Institute", Gatchina, Russia

✉ barnash.yaroslav@yandex.ru

Abstract

Introduction. Due to their high sensitivity to external influences, liquid crystal (LC) cells based on nematic materials, such as 5CB, are widely used in optoelectronic devices. However, the performance characteristics of such cells are significantly affected by operating conditions, including the presence of nanoparticles in their composition. Despite extensive research into the influence of electric fields on LC structures, a comprehensive analysis of switching dynamics under different driving signal shapes in the presence of magnetic nanoparticles such as CoFe_2O_4 remains limited. This study set out to investigate the effect of driving voltage waveform on the dynamic response of an LC composite with magnetic nanoparticles.

Aim. To determine an optimal shape of the driving signal that minimizes switching time and ensures stable electro-optical properties of a LC cell with CoFe_2O_4 .

Materials and methods. The study was carried out on an LC cell containing nematic 5CB with uniformly distributed magnetic CoFe_2O_4 nanoparticles. The cell was driven by sinusoidal, rectangular, and triangular voltage signals generated by a function generator. Measurements were performed using an optical setup including a laser source, crossed polarizers, and a photodiode connected to an oscilloscope.

Results. The shortest switching time (4 ms) was achieved with a sinusoidal signal. Rectangular signals produced a 6 ms response, while triangular signals resulted in 5 ms. An increase in the pulse duration led to a greater signal amplitude, having no effect on the switching speed.

Conclusion. The study confirmed that the shape of the driving signal significantly affects the behavior of LC cells with CoFe_2O_4 . The sinusoidal signal was found to be the most effective in terms of response time, which is important for the development of next-generation high-speed optical devices.

Keywords: liquid crystal cell, CoFe_2O_4 nanoparticles, electro-optical response

For citation: Barnash Ya. V., Tyagunov A. A., Kamanina N. V. Determination of Optimal Operating Conditions for Liquid Crystal Cells. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 1, pp. 114–125.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-114-125

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

Source of funding. This research was partially supported by a grant from the Russian Science Foundation No. 24-23-00021, https://rscf.ru/prjcard_int?24-23-00021.

Acknowledgements. The authors thank their Serbian colleagues (Sonja Jovanović and Zoran Jovanović from the Laboratory of Physics, Vinča Institute of Nuclear Sciences – National Institute of the Republic of Serbia, University of Belgrade, Serbia) for providing magnetic nanoparticles for the research. The authors are grateful to the staff of the "Photophysics of Nanostructured Materials and Devices" department of JSC "Vavilov State Optical Institute" for enabling the research and discussing the results. The authors are grateful to P. V. Kuzhakov, Cand. Sci. (Phis.-Math.), for his assistance in performing quantum chemical calculations.

Submitted 30.06.2025; accepted 07.10.2025; published online 27.02.2026

Введение. Жидкокристаллические (ЖК) материалы, в особенности нематические соединения, такие, как 4-пентил-4'-цианобифенил (5CB), широко применяются в современных оптоэлектронных и дисплейных технологиях благодаря их способности быть легко управляемыми внешним воздействием. Этому способствует сам вид нематических молекул в форме неупорядоченных (без внешнего воздействия) нитей (рис. 1).

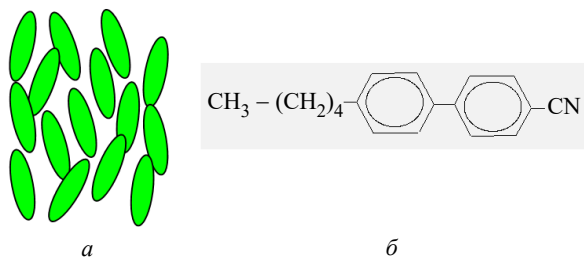


Рис. 1. Вид нематических молекул жидкого кристалла (а); структурная формула нематического жидкого кристалла из группы цианобифенилов (б)

Fig. 1. View of nematic LC molecules (a); structural formula of a nematic LC from the cyanobiphenyl group (b)

К таким воздействиям можно отнести: термическое, акустическое, магнитное, световое. Особый интерес вызывает процесс управления жидкими кристаллами именно при прохождении через такую мезофазу света [1–3]. Одна из простых схем регистрации прошедшего света через ЖК-мезофазу, в том числе при исследовании временных процессов в эффекте Фредерикса, представлена на рис. 2.

Один из ключевых параметров, определяющих эффективность таких устройств, – время отклика ЖК-ячейки – в частности, время включения, отражающее скорость переориентации молекул под диэлектрическим воздействием за счет подачи управляющего напряжения, и время выключения, что связано с преодолением вязкостных свойств жидких кристаллов после выключения напряжения питания. Поскольку жидкие кристаллы – вязкая система, поворот ЖК-молекул происходит не мгновенно, а за достаточно большое время (единицы или даже десятки миллисекунд). Учет вязкости жидких кристаллов изучается рядом научно-технических групп [4–6]. Так, в [4] довольно глубоко

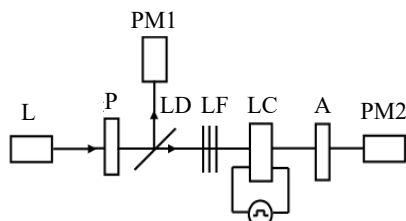


Рис. 2. Один из вариантов схемы управления параметрами ЖК-ячейки: L – лазер; P – поляризатор; LD – делительная пластина; LF – набор светофильтров; A – анализатор; PM1 и PM2 – регистрирующие фотодетекторы

Fig. 2. A variant of the scheme for controlling LC cell parameters: L – laser; P – polarizer; LD – splitting plate; LF – set of light filters; A – analyzer; PM1 and PM2 – recording photodetectors

анализируется влияние вязкости на процесс релаксации ЖК-молекул. Устанавливается влияние граничных условий, скорости течения и вращения жидких кристаллов, акцентируется влияние светорассеяния на релаксацию директора жидкого кристалла, учитывается даже размер массы вещества для корректного определения вязкоупругих параметров. В связи с этим одним из ключевых параметров становится антисимметричный тензор вязких напряжений. В [5] ЖК-мезофаза была структурирована углеродными нанотрубками (УНТ) для выяснения механизмов изменения вязкости. Было установлено, что есть две возможные причины, объясняющие, почему вращательная вязкость изменяется в ячейке, сенсibilизированной УНТ. Первая связана с разницей скоростей вращения между чистым нематиком и допирующей примесью. Поскольку на допированную ячейку действует значительное электрическое поле, то как молекулы жидких кристаллов, так и молекулы УНТ испытывают крутящий момент из-за их нетривиальной и разной диэлектрической анизотропии. Различная диэлектрическая анизотропия и неодинаковые динамические отклики в чистых и сенсibilизированных ячейках приводят к изменению вращательной вязкости. Другая возможная причина заключается в том, что смешивание УНТ в жидких кристаллах нарушает параметр порядка ЖК-матрицы, а это в свою очередь изменяет вращательную вязкость материала. Как результат, динамические параметры созданного композита отличаются от изначально существующих значений для матричной основы. В публикации [6] рассмотрено влияние молекулярной массы органического вещества на изменение вязкости, что также полезно учитывать при изучении релаксационных процессов. Показано, что особенности реакции полимеризации при синтезе органического вещества определяют дальнейшее изменение его вязкости.

Перспективны и специфические подходы, рассмотренные в [7–9]. Так, в [7] при использовании ЖК-системы внимание уделяется разработке и усовершенствованию в области интеллектуальных окон с угловой селективностью. Здесь, с особым акцентом на статическое состояние, используются системы гость–хозяин

при введении в жидкие кристаллы определенных красителей. Окна с угловой селективностью предназначены для регулировки своей светопропускаемости в зависимости от угла падающего света, что обеспечивает повышенную энергоэффективность и визуальный комфорт как в лабораторных приборах, так и в автомобильных приложениях. Используя анизотропные поглощающие свойства дихроичных красителей, окна на такой основе могут выборочно блокировать косой солнечный свет, сохраняя четкую видимость с нормальных углов обзора. В [8] предлагается для управления ЖК-слоем использовать нестандартный электрод. Сегментированный по окружности концентрический электрод позволяет создать ЖК-линзу с большой апертурой для решения проблемы отклонения фазы от параболического профиля, вызванного управляющими напряжениями переменного тока. Эта конструкция предлагает простой и эффективный метод реализации ЖК-линз, которые поддерживают стабильный параболический фазовый профиль в более широком диапазоне частот. Анализ показывает, что увеличение количества сегментов электрода приближает распределение напряжения к параболическому профилю. Такой подход также ведет к специфичному управлению ЖК-мезофазой. В [9] описан интерферометр на основе жидкокристаллической мезофазы, что обеспечивает высокую стабильность и четкость изображения.

Оптимизация временных параметров особенно актуальна в условиях, когда требуется высокая скорость переключения и стабильность оптических характеристик. Естественно, зачастую используются классические подходы, связанные с изменением толщины ЖК-слоя, заменой постоянного напряжения питания на импульсное, выбором задержки между засветкой и прикладываемым импульсом напряжения питания, оптимизацией границы раздела фаз при использовании различных ориентирующих покрытий или голографически созданного микрорельефа и др. [3, 10, 11].

Один из перспективных современных подходов к улучшению характеристик ЖК-систем – введение в состав жидкого кристалла наночастиц [13–18]. Так, в [13] проведены исследования оптического пропускания ЖК-слоя при

введении в него многостенных углеродных нанотрубок. Выявлен аномальный характер зависимости пропускания от внешнего управляющего напряжения в скрещенных поляризаторах. В [14] изучалась дифракционная решетка жидких кристаллов с УНТ и был оценен нелинейный рефрактивный параметр, близкий к $5 \cdot 10^{-2} \text{ см}^2/\text{Вт}$. В [15] для варьирования свойств жидких кристаллов применены наночастицы TiO_2 , что позволило изучить разницу в рефрактивных параметрах матрицы и вводимых частиц. В [16] на основе жидких кристаллов и кремнеземного волокна создан сенсор для тестирования ацетона в выдыхаемом воздухе. В жидкие кристаллы также вводятся фуллерены, квантовые точки, шунгиты, WS_2 и др. наночастицы, имеющие высокое сродство к электрону. Это позволяет изменять локальную поляризуемость единицы объема такой среды, а следовательно, и макрополяризацию системы в целом, выявлять увеличение светоиндуцированного изменения показателя преломления, тестировать квазипереход из нематика в смектик и др. [17–19]. Часть таких наночастиц показана на рис. 3.

Таким образом, введение разных наночастиц существенно влияет на изменение характеристик ЖК-слоя, в том числе на быстроедействие.

Наиболее интересными в этом контексте являются магнитные наночастицы, такие, как феррит кобальта (CoFe_2O_4), которые обладают высокой магнитной восприимчивостью и могут влиять на структурные и электрооптические свойства ЖК-композиций. Введение таких частиц в матрицу нематика способно изменить вязкость, диэлектрическую проницаемость, порядок ориентации и, как следствие, скорость отклика системы [20, 21]. Исследования показывают, что магнитные наночастицы могут как ускорять, так и замедлять процессы переориентации молекул в зависимости от их концентрации, размера, поверхностной модификации и взаимодействия с жидкокристаллической матрицей [22, 23].

Кроме свойств самой композиции важнейшим фактором, влияющим на динамику отклика ячейки, является форма подаваемого управляющего сигнала; заметим, что такие исследования немногочисленны. В большинстве случаев для включения ЖК-модуляторов применя-

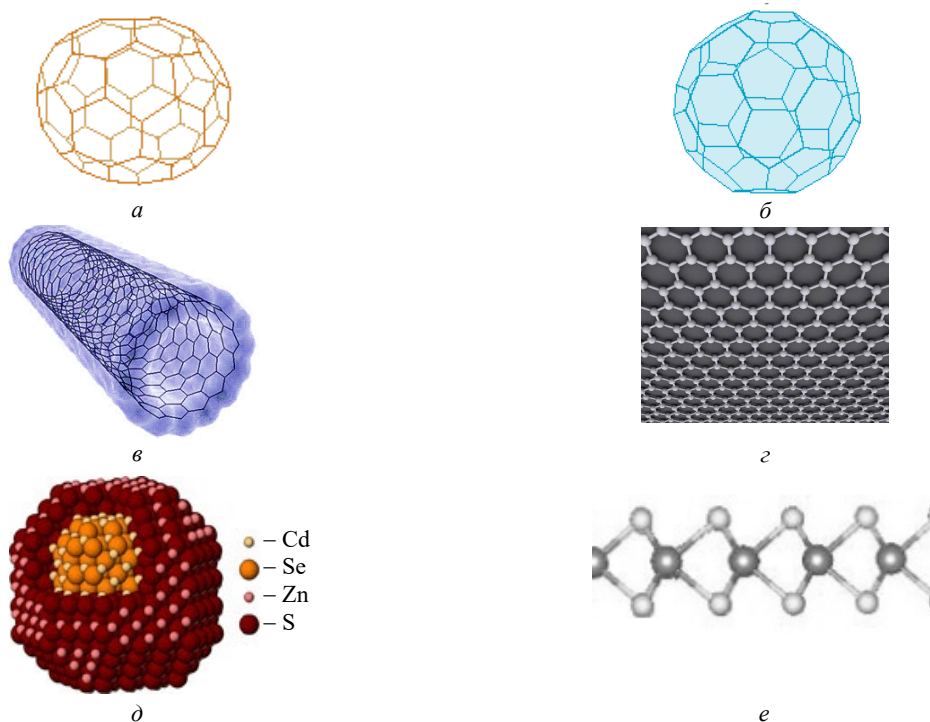


Рис. 3. Наночастицы, используемые при сенсбилизации ЖК-мезофаз: *a* – фуллерен C₇₀; *b* – фуллерен C₆₀; *c* – углеродная нанотрубка; *d* – графен; *e* – квантовые точки; *e* – наночастицы (нанотрубки) MoS₂ или WS₂

Fig. 3. Nanoparticles used in the sensitization of LC mesophases: *a* – fullerene C₇₀; *b* – fullerene C₆₀; *c* – carbon nanotube; *d* – graphene; *e* – quantum dots; *e* – MoS₂ or WS₂ nanoparticles (nanotubes)

ются синусоидальные или прямоугольные сигналы, однако возможны и другие формы, включая треугольную. Каждая форма сигнала по-разному взаимодействует с поляризуемой средой: прямоугольный сигнал позволяет резко изменять напряжение и может вызывать быструю реакцию, тогда как синусоидальный и треугольный обеспечивают более плавное изменение поля, а следовательно, другой отклик ЖК-среды. Итак, комплексные исследования, посвященные сравнительному анализу времени включения при различных формах сигнала в ячейках, модифицированных ферритовыми наночастицами, остаются единичными [25].

Актуальность настоящего исследования обусловлена необходимостью определения оптимальных условий работы ЖК-ячеек с магнитными наночастицами, направленными на минимизацию времени отклика и повышение стабильности их работы. Полученные результаты могут найти применение при разработке высокоскоростных и энергоэффективных оптоэлектронных устройств нового поколения.

Цель описываемой работы – экспериментально выявить оптимальную форму управляю-

щего сигнала (синусоидальную, прямоугольную или треугольную), обеспечивающую минимальное время включения жидкокристаллической ячейки, модифицированной наночастицами CoFe₂O₄. Для достижения этой цели была проведена серия сравнительных измерений временных характеристик оптического отклика ячеек при воздействии различных типов сигналов с одинаковыми амплитудой и частотой.

Материалы и методы. Для проведения экспериментов использовались композиционные материалы на основе нематической жидкокристаллической структуры с добавлением наночастиц CoFe₂O₄. ЖК-ячейки были изготовлены на основе нематического состава 4-циано-4'-пентилбифенила (5CB), приобретенного у компании Alfa Aesar Co. Для конструирования ЖК-ячейки использовались дополнительные выравнивающие слои. Проводящие покрытия ITO подвергались обработке CO₂-лазером для создания рельефа, что позволило точно выровнять ЖК-молекулы.

Наночастицы CoFe₂O₄ были синтезированы методом, предложенным в [26], с целью получения неагломерированных частиц с однородной формой, размером и химическими пара-

метрами поверхности. Наночастицы CoFe_2O_4 были синтезированы с использованием растворного метода. Для этого 10 ммоль NaOH растворяли в 2 мл дистиллированной воды, затем добавляли 10 мл 1-пентанола и олеиновую кислоту в качестве стабилизатора. После этого раствор 2 ммоль нитрата железа и 1 ммоль нитрата кобальта в 18 мл дистиллированной воды вводили в эту смесь и интенсивно перемешивали в течение 2 ч. Затем автоклав помещали в печь на 8 ч при температуре 180°C . Полученные частицы отделялись от жидкой фазы, промывались трижды с использованием *n*-гексана и осаждались с помощью этанола. Далее наночастицы были перенесены в *n*-гексан и оставлены для сушки на воздухе. Полученные наночастицы CoFe_2O_4 имели размер 5 ± 1 нм, сферическую форму и были покрыты монослоем олеиновой кислоты.

В описываемой работе для создания однородной ЖК-композиции с повышенной поляризуемостью в матрицу жидких кристаллов было введено 0.1 % наночастиц. Такая массовая доля позволила получить гомогенную композицию, что должно было обеспечить высокую скорость отклика ЖК-ячейки. Кроме того, на основе предыдущих экспериментов было показано, что введение наночастиц CoFe_2O_4 в нематические жидкие кристаллы существенно влияет на его оптические и электрические свойства, включая

изменение рефрактивного параметра, что важно для оптической настройки ЖК-модулятора.

В описываемом исследовании композиция 5CB и CoFe_2O_4 была изучена в условиях различных форм, амплитуд, длительностей и частот прикладываемых электрических импульсов.

Экспериментальная установка. Для проведения эксперимента использовалась схема (рис. 4), где показаны: источник напряжения, фотодиод FD-26, поляризатор, ЖК-ячейка, анализатор, лазер, генератор сигнала, резистор смещения, осциллограф, усилитель.

В качестве источника света в установке использовался красный полупроводниковый лазер с длиной волны $\lambda = 630$ нм и мощностью 200 мВт (модель: LSM-SRA650-200, Китай). Лазер генерировал стабильный узкий пучок, что было необходимо для его прохождения через ЖК-ячейку. Питание лазера обеспечивалось источником постоянного напряжения 12 В, что гарантировало стабильность его работы. Для регулировки интенсивности света применялись нейтральные светофильтры. Лазерный луч поляризовался с использованием поляризатора, размещенного перед жидкокристаллической ячейкой. После ячейки устанавливался анализатор, ориентированный перпендикулярно поляризатору. Это позволяло фиксировать изменения световой интенсивности, обусловленные переориентацией молекул жидких кристаллов в электрическом поле.

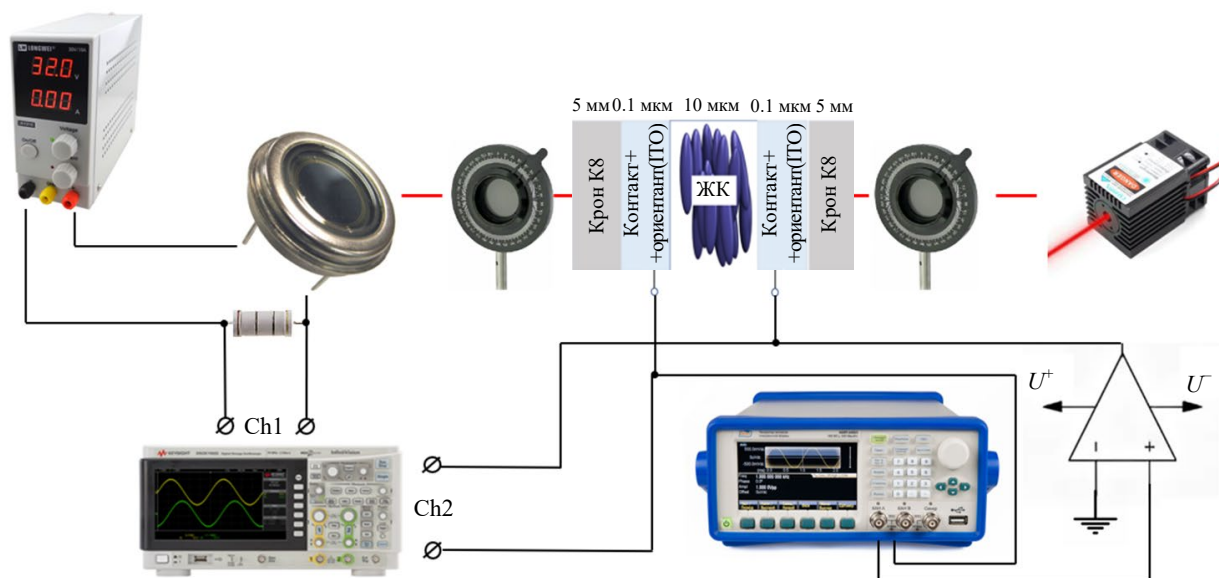


Рис. 4. Экспериментальная установка

Fig. 4. Experimental setup

Прошедший через анализатор свет детектировался фотодиодом FD-26 (производство России), который преобразовывал оптический сигнал в электрический ток, пропорциональный интенсивности света. Этот ток затем проходил через резистор с напряжением смещения 12 В от источника Xibo XBI3005, преобразуя его в напряжение для регистрации изменений интенсивности света. Далее эти сигналы анализировались с помощью осциллографа.

Сигнал, подаваемый с генератора Tektronix AFG3011C, поступал на неинвертирующий усилитель с операционным усилителем ОРА445. Затем он усиливался до 15 В и подавался на ЖК-ячейку, управляя процессом ориентации молекул.

Система была настроена на регистрацию времени отклика устройства, включая время включения (реакция среды) и время выключения (релаксация) электрооптического отклика.

Для исследования структур использовалось квантово-химическое моделирование. Расчеты были выполнены в программных пакетах GaussView 5.0 и Gaussian 09W [27–29] методом

Хартри–Фока с базисным набором STO-3G (HF/STO-3G SP). Модель жидкого кристалла включала 16 атомов углерода, 1 атом азота и 14 атомов водорода. Модель частицы CoFe_2O_4 состояла из 2 атомов железа, 4 атомов кислорода и 1 атома кобальта.

Результаты. В результате серии экспериментов были получены 4 осциллограммы (рис. 5), иллюстрирующие оптический отклик жидкокристаллической ячейки с наночастицами CoFe_2O_4 при разных формах управляющего сигнала. Во всех случаях период повторения сигналов составлял 40 мс, амплитуда изменялась от 0 до 13 В. Осциллограммы записывались одновременно по двум каналам: второй канал – форма управляющего напряжения после неинвертирующего усилителя (ОРА445), первый канал – напряжение на резисторе смещения фотодиода FD-26, пропорциональное интенсивности прошедшего через ячейку лазерного луча.

На первой осциллограмме виден прямоугольный импульс длительностью 5 мс и пери-

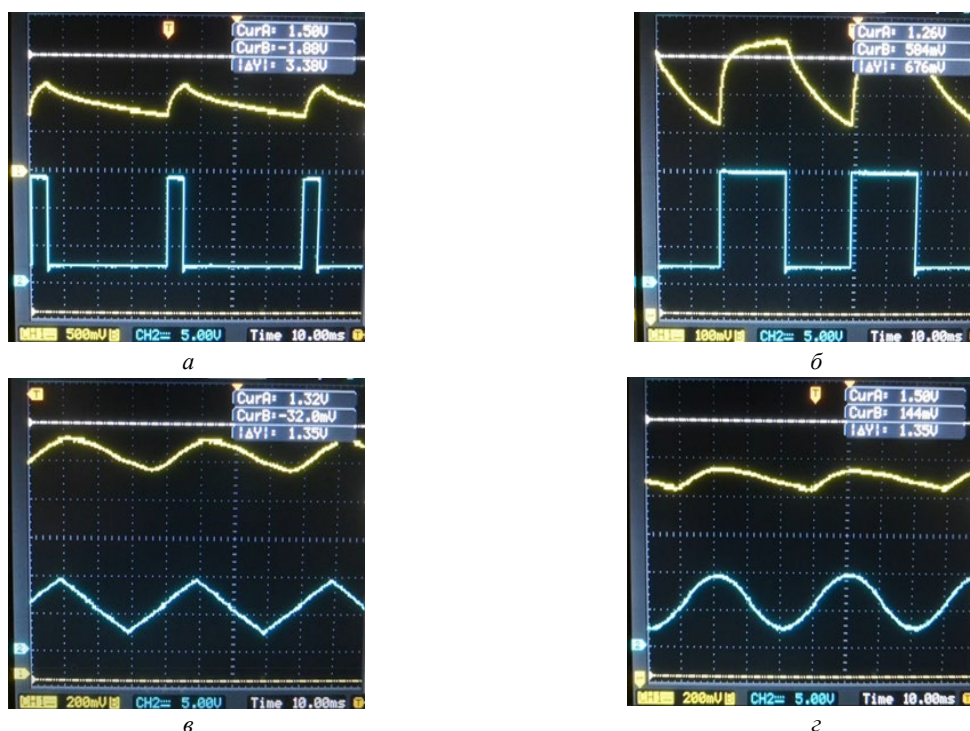


Рис. 5. Осциллограммы отклика жидкокристаллической ячейки при различных формах управляющего сигнала: а – прямоугольный импульс длительностью 5 мс; б – прямоугольный импульс длительностью 20 мс; в – пилообразный сигнал; з – синусоидальный сигнал. Нижний канал на всех осциллограммах – форма управляющего сигнала; верхний канал – отклик жидкокристаллической ячейки, зафиксированный через фотодиод FD-26

Fig. 5. Oscillograms of the LC cell response under different control signal waveforms: а – rectangular pulse with a duration of 5 ms; б – rectangular pulse with a duration of 20 ms; в – sawtooth signal; з – sinusoidal signal. The lower trace in all oscillograms represents the control signal waveform, while the upper trace shows the response of the LC cell recorded via the FD-26 photodiode

одом 40 мс, в ответ на который значение выходного сигнала возрастает от 10 до 90 % за 6 мс. Вторая осциллограмма демонстрирует прямоугольный импульс длительностью 20 мс при том же периоде. Время переходного процесса остается неизменным (6 мс), а максимальный уровень выходного сигнала оказывается более высоким. Третья осциллограмма получена при подаче пилообразного (треугольного) напряжения с линейным нарастанием и спадом в пределах одного периода 40 мс: время включения уменьшилось до 5 мс, однако амплитуда фотодиодного сигнала оказалась несколько сниженной. На четвертой осциллограмме представлен синусоидальный управля-

ющий сигнал с тем же периодом, при котором переход 10...90 % занимает 4 мс, а амплитуда отклика находится между значениями, полученными для треугольного и длительного прямоугольного импульсов.

Заключение и выводы. Сравнение времени включения ячейки при разных формах управляющего сигнала показывает, что наиболее быстрый отклик (4 мс) достигается при синусоидальном сигнале, тогда как прямоугольные импульсы, независимо от их длительности, обеспечивают скорость переключения на уровне 6 мс. Пилообразный сигнал оказывается промежуточным вариантом по скорости (5 мс) и по амплитуде отклика. Увеличение длительности прямоугольного

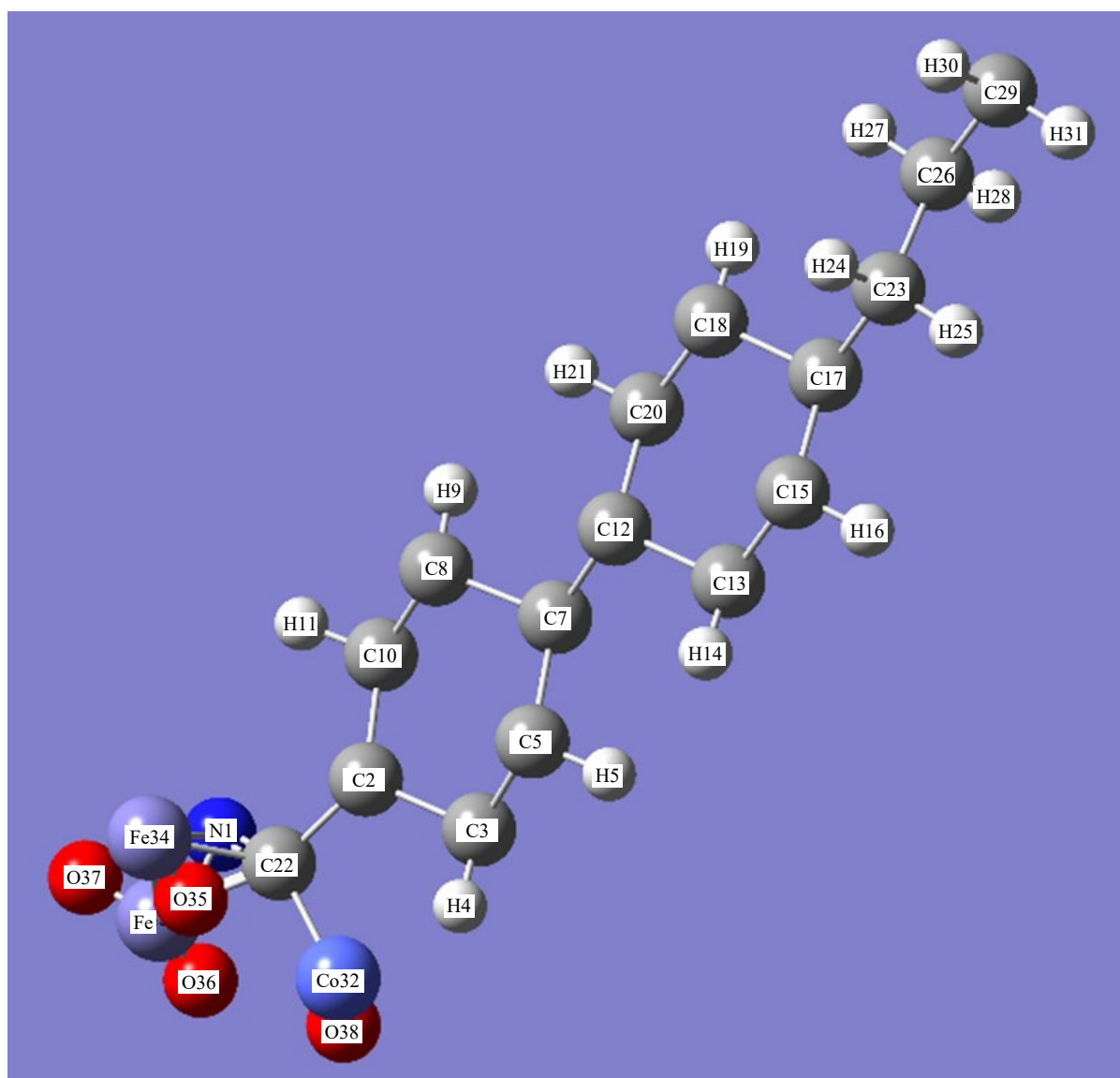


Рис. 6. Квантово-химическое моделирование картины взаимодействия между ЖК-молекулой и наночастицей феррита кобальта

Fig. 6. Quantum chemical simulation of the interaction between an LC molecule and a cobalt ferrite nanoparticle

импульса до 20 мс повышает глубину переориентации молекул (контраст), что подтверждает более высокая амплитуда фотодиодного сигнала, но не влияет на саму скорость включения. Более "мягкое" нарастание электрического поля при треугольном и синусоидальном сигналах снижает вязкое сопротивление в составе ЖК-матрицы с наночастицами CoFe_2O_4 , что сокращает время переходного процесса.

В отличие от классических нематиков без добавок в описываемом случае ферритовые наночастицы варьируют внутреннюю вязкость и создают дополнительные локальные энергетические барьеры, усиливающие эффект замедления при резких импульсах. В то же время при плавном изменении поля эти барьеры становятся менее значимыми, что подтверждается быстрым откликом в синусоидальном режиме. Заметим, что этому способствует и органическое встраивание данного типа сенсibilизатора (CoFe_2O_4) в нематическую мезофазу. Данные квантово-химического расчета подтверждают процесс комплексообразования в такой системе. На рис. 6 показан вид комплексной системы жидкие кристаллы + наночастица CoFe_2O_4 .

В таблице представлены длины связи между взаимодействующими атомами.

Такое квантово-химическое рассмотрение расширяет базы данных материалов, способных модифицировать базовые параметры жидких кристаллов.

Практическая значимость работы заключается в том, что для систем, где критичным яв-

Длины связи между взаимодействующими атомами
Bond lengths between the interacting atoms

Связь	Длина связи, мкм
$\text{N}_1\text{-Fe}_{34}$	$1.81 \cdot 10^{-4}$
$\text{N}_1\text{-Fe}_{33}$	$1.16 \cdot 10^{-4}$
$\text{N}_1\text{-O}_{35}$	$1.32 \cdot 10^{-4}$
$\text{Fe}_{34}\text{-C}_{22}$	$1.54 \cdot 10^{-4}$
$\text{C}_{22}\text{-O}_{35}$	$1.05 \cdot 10^{-4}$
$\text{C}_{32}\text{-C}_{22}$	$1.58 \cdot 10^{-4}$

ляется время включения (модуляторы, быстродействующие электрооптические элементы), оптимальным вариантом управления будет синусоидальный сигнал, по крайней мере, при сенсibilизации ЖК-матрицы именно магнитными наночастицами. В задачах, требующих максимального оптического контраста, следует применять прямоугольные импульсы с высоким временем импульса. Треугольный режим можно рекомендовать в качестве компромиссного решения, сочетающего ускоренный отклик и приемлемый уровень сигнала.

Для дальнейших исследований целесообразно изучить влияние концентрации и размера наночастиц CoFe_2O_4 на описанное поведение, а также исследовать скважность и частоту повторения импульсов для выявления возможных накопительных эффектов в электронно-оптическом отклике ЖК-композиата. Кроме того, интерес представляет разработка комбинированных форм управляющего сигнала, объединяющих плавные фронты с плоской вершиной, что может дополнительно оптимизировать баланс между скоростью и контрастом.

Список литературы

1. Пространственные модуляторы света / А. А. Васильев, Д. Касасент, И. П. Компанец, А. В. Парфенов. М.: Радио и связь, 1987. 320 с.
2. Парфенов А. В., Компанец И. Н., Попов Ю. М. Пространственная модуляция света в фоточувствительных высокоразрешающих структурах МДП с жидким кристаллом // Квантовая электроника. 1980. Т. 7, № 2. С. 290–298.
3. Исследование динамических свойств жидкокристаллических оптически управляемых транспарантов / И. И. Кузьмина, А. П. Комаров, В. В. Никитин, А. П. Онохов // Оптический журн. 1993. № 7. С. 49–53.
4. Беляев В. В. Физические методы измерения коэффициентов вязкости нематических жидких кристаллов // Успехи физических наук. 2001. Т. 171, вып. 3. С. 267–298. doi: 10.3367/UFNr.0171.200103b.0267
5. Chen Hui-Yu, Lee Wei, Clark N. A. Faster electro-optical response characteristics of a carbon nanotube-nematic suspension // Appl. Phys. Lett. 2007. Vol. 90, № 3. Art. № 033510. doi: 10.1063/1.2432294
6. Yang J., Yang D. A Brief Discussion on the Control of PTMEG Molecular Weight and Viscosity // Nanomaterials and Nanotechnology Advances. 2024. Vol. 1, № 1. P. 10–14. doi: 10.26855/nna.2024.12.003
7. An C.-H., Oh S.-W. Review of Angular-Selective Windows with Guest-Host Liquid Crystals for Static Window Applications // Crystals. 2024. Vol. 14, № 11. Art. № 931. doi: 10.3390/cryst14110931
8. Feng W. Frequency-stable liquid crystal lenses using a circumferentially segmented concentric electrode // Optics Express. 2024. Vol. 32, № 27. P. 48315–48328.

doi: 10.1364/OE.546602

9. Bag D., Chakraborty S., Sinha A. Nanoscale surface metrology with a liquid crystal-based phase-shifting angular shearing interferometer // *Optics Lett.* 2024. Vol. 49, № 7. P. 1705–1708.

doi: 10.1364/OL.514441

10. Блинов Л. М. Электро- и магнитооптика жидких кристаллов. М.: Наука, 1978. 384 с.

11. Каманина Н. В. Временные характеристики нематических жидкокристаллических ячеек с различными ориентирующими покрытиями // *Письма в ЖТФ.* 1996. Т. 22, № 7. С. 53–56.

12. Моделирование дифракции света на структурах с пространственной периодичностью оптических параметров вещества и рельефа поверхности / В. И. Цой, А. В. Тарасишин, В. В. Беляев, С. М. Трофимов // *Оптический журн.* 2003. Т. 70, № 7. С. 18–23.

13. Садовой А. В., Названов В. Ф. Оптическое пропускание диспергированными в полимере жидкими кристаллами с углеродными нанотрубками // *Письма в ЖТФ.* 2006. Т. 32, № 15. С. 30–34.

14. Lee W., Chiu C.-S. Observation of self-diffraction by gratings in nematic liquid crystals doped with carbon nanotubes // *Optics Lett.* 2001. Vol. 26, № 8. P. 521–523.

doi: 10.1364/OL.26.000521

15. Electrically switchable photonic crystals based on liquid-crystal-infiltrated TiO_2 -inverse opals / Y. Zhang, K. Li, F. Su, Z. Cai, J. Liu, X. Wu, H. He, Z. Yin, L. Wang, B. Wang, Y. Tian, D. Luo, X. W. Sun, Y. J. Liu // *Optics Express.* 2019. Vol. 27, № 11. P. 15391–15398.

doi: 10.1364/OE.27.015391

16. Liquid-crystal-based fiber laser sensor for non-invasive gas detection / D. Zhou, Q. Wang, Z. Lan, Y. Chen, Z. Peng, L. Zhang, Y. Liu // *Optics Lett.* 2023. Vol. 48, № 17. P. 4508–4511.

doi: 10.1364/OL.489552

17. 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

18. Functional smart dispersed liquid crystals for nano- and biophotonic applications: nanoparticles-assisted optical bioimaging / N. V. Kamanina, S. V. Likhomanova, Y. A. Zubtcova, A. A. Kamanin, A. Pawlicka // *J. of Nanomaterials.* 2016. Vol. 1–4. P. 1–9.

doi: 10.1155/2016/8989250

19. Временные характеристики жидкокристаллической ячейки с наночастицами WS_2 : сенсibilизация мезофазы и особенности рельефа / Н. В. Каманина, Ю. А. Зубцова, А. С. Тойкка, С. В. Лихома-

нова, А. Zak, R. Tenne // *Жидкие кристаллы и их практическое использование.* 2020. Т. 20, № 1. С. 34–40.

doi: 10.18083/LCAppl.2020.1.34

20. Petrescu E., Cirtoaje C., Stan C. Dynamic behavior of a nematic liquid crystal mixed with CoFe_2O_4 ferromagnetic nanoparticles in a magnetic field // *Beilstein J. of Nanotechnology.* 2017. Vol. 8. P. 2467–2473.

doi: 10.3762/bjnano.8.246

21. Influence of a dispersion of magnetic and non-magnetic nanoparticles on the magnetic Fredericksz transition of the liquid crystal 5CB / A. Mouhli, H. Ayeub, T. Othman, J. Fresnais, V. Dupuis, I. R. Nemitz, J. S. Pendery, Ch. Rosenblatt, O. Sandre, E. Lacaze // *Physical Review E.* 2017. Vol. 96, № 1. Art. № 012706.

doi: 10.1103/PhysRevE.96.012706

22. Urbanski M., Lagerwall J. P. F. Nanoparticles dispersed in liquid crystals: impact on conductivity, low-frequency relaxation and electro-optical performance // *J. of Materials Chemistry C.* 2016. Vol. 4, № 16. P. 3485–3491.

doi: 10.1039/C6TC00659K

23. Enhancement of birefringence for liquid crystal with the doping of ferric oxide nanoparticles / P. K. Tripathi, D. P. Singh, T. Yadav, V. Singh, A. K. Srivastava, Y. S. Negi // *Optical Materials.* 2023. Vol. 135. Art. № 113298.

doi: 10.1016/j.optmat.2022.113298

24. Preparation and optical properties of Fe_3O_4 nanoparticles-doped blue phase liquid crystal / W.-L. He, W.-K. Zhang, H. Xu, L.-H. Li, Zh. Yang, H. Cao, D. Wang, Zh.-G. Zheng, H. Yang // *Phys. Chemistry Chemical Physics.* 2016. Vol. 18. P. 29028–29032.

doi: 10.1039/c6cp05421h

25. Барбашов В. А., Ткаченко Т. П., Пожидаев Е. П. Влияние толщины ячейки и формы сигнала на частотные дисперсии диэлектрических характеристик ферроэлектрического жидкого кристалла // *Жидкие кристаллы и их практическое использование.* 2024. Т. 24, № 3. С. 42–51.

doi: 10.18083/LCAppl.2024.3.42

26. Effect of oleic acid concentration on the physicochemical properties of cobalt ferrite nanoparticles / S. Jovanović, M. Spreitzer, M. Tramšek, Z. Trontelj, D. Suvorov // *J. of Physical Chemistry C.* 2014. Vol. 118, № 25. P. 13844–13856.

doi: 10.1021/jp500578f

27. Бутырская Е. В. Компьютерная химия: Основы теории и работа с программами Gaussian и Gaussview. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2011. 224 с.

28. Ochterski J. W. Thermochemistry in Gaussian. Gaussian, Inc., 2000, 19 p.

29. Gaussian 09 Citation. URL: <https://gaussian.com/g09citation/> (дата обращения: 30.01.2026).

Информация об авторах

Барнаш Ярослав Валерьевич – магистр по специальности "Электроника и нанoeлектроника" (2022, 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). Младший научный сотрудник Петербургского института ядер-

ной физики им. Б. П. Константинова Национального исследовательского центра "Курчатовский институт" (Гатчина). Автор 12 научных работ. Сфера научных интересов – 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: barnash.yaroslav@yandex.ru
<https://orcid.org/0000-0002-3449-9044>

Тягунов Александр Александрович – магистр по специальности "Электроника и наноэлектроника" (2025, 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). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – 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: 2001.Alexander.24@mail.ru
<https://orcid.org/0009-0007-3905-1218>

Каманина Наталия Владимировна – доктор физико-математических наук (2001), старший научный сотрудник, заведующая лабораторией АО "НПО Государственный оптический институт им. С. И. Вавилова" (Санкт-Петербург), профессор 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 325 научных публикаций. Сфера научных интересов – фотоника.
Адрес: АО "НПО Государственный оптический институт им. С. И. Вавилова", ул. Бабушкина, д. 36, к. 1, Санкт-Петербург, 192171, Россия
E-mail: nvkamanina@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0002-2903-2685>

References

1. Vasil'ev A. A., Kasasent D., Kompanets I. P., Parfenov A. V. *Prostranstvennye modulyatory sveta* [Spatial Light Modulators]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1987, 320 p. (In Russ.)
2. Parfenov A. V., Kompanets I. N., Popov Yu. M. Spatial Modulation of Light in Photosensitive High-Resolution Metal–Insulator–Semiconductor Structures with Liquid Crystals. *Soviet J. of Quantum Electronics*. 1980, vol. 10, no. 2, pp. 167–171.
doi: 10.1070/QE1980v010n02ABEH009920
3. Kuz'mina I. I., Komarov A. P., Nikitin V. V., Onokhov A. P. *Issledovanie dinamicheskikh svoystv zhidkokristallicheskikh opticheskikh upravlyaemykh transparentov* [Investigation of Dynamic Properties of Optically Controlled Liquid Crystal Transparencies]. *Opticheskii Zhurn.* 1993, no. 7, pp. 49–53. (In Russ.)
4. Belyaev V. V. Physical Methods for Measuring the Viscosity Coefficients of Nematic Liquid Crystals. *Physics-Uspokhi*. 2001, vol. 44, no. 3, pp. 255–284.
doi: 10.1070/PU2001v044n03ABEH000831
5. Chen Hui-Yu, Lee Wei, Clark N. A. Faster Electro-Optical Response Characteristics of a Carbon-Nanotube-Nematic Suspension. *Appl. Phys. Lett.* 2007, vol. 90, no. 3, art. no. 033510.
doi: 10.1063/1.2432294
6. Yang J., Yang D. A Brief Discussion on the Control of PTMEG Molecular Weight and Viscosity. *Nanomaterials and Nanotechnology Advances*. 2024, vol. 1, no. 1, pp. 10–14.
doi: 10.26855/nna.2024.12.003
7. An C.-H., Oh S.-W. Review of Angular-Selective Windows with Guest–Host Liquid Crystals for Static Window Applications. *Crystals*. 2024, vol. 14, no. 11, art. no. 931.
doi: 10.3390/cryst14110931
8. Feng W. Frequency-Stable Liquid Crystal Lenses Using a Circumferentially Segmented Concentric Electrode. *Optics Express*. 2024, vol. 32, no. 27, pp. 48315–48328.
doi: 10.1364/OE.546602
9. Bag D., Chakraborty S., Sinha A. Nanoscale Surface Metrology with a Liquid Crystal-Based Phase-Shifting Angular Shearing Interferometer. *Optics Lett.* 2024, vol. 49, no. 7, pp. 1705–1708.
doi: 10.1364/OL.514441
10. Blinov L. M. *Elektro- i magnitooptika zhidkikh kristallov* [Electro- and Magneto-Optics of Liquid Crystals]. Moscow, *Nauka*, 1978, 384 p. (In Russ.)
11. Kamanina N. V. Temporal Characteristics of Nematic Liquid Crystal Cells with Various Alignment Layers. *Technical Physics Lett.* 1996, vol. 22, no. 7, pp. 53–56. (In Russ.)
12. Tsoy V. I., Tarasishin A. V., Belyaev V. V., Trofimov S. M. *Modelirovanie difraktsii sveta na strukturakh s prostranstvennoy periodichnost'yu opticheskikh parametrov veshchestva i relefa poverkhnosti* [Modeling of Light Diffraction on Structures with Spatial Periodicity of Optical Parameters and Surface Relief]. *J. of Optical Technology*. 2003, vol. 70, no. 7, pp. 18–23. (In Russ.)
13. Sadovoy A. V., Nazvanov V. F. Optical Transmission of Polymer Dispersed Liquid Crystals Doped with Carbon Nanotubes. *Technical Physics Lett.* 2006, vol. 32, no. 8, pp. 659–660.
doi: 10.1134/S1063785006080062
14. Lee W., Chiu C.-S. Observation of Self-Diffraction by Gratings in Nematic Liquid Crystals Doped with Carbon Nanotubes. *Optics Lett.* 2001, vol. 26, no. 8, pp. 521–523.
doi: 10.1364/OL.26.000521

15. Zhang Y., Li K., Su F., Cai Z., Liu J., Wu X., He H., Yin Z., Wang L., Wang B., Tian Y., Luo D., Sun X. W., Liu Y. J. Electrically Switchable Photonic Crystals Based on Liquid-Crystal-Infiltrated TiO_2 -Inverse Opals. *Optics Express*. 2019, vol. 27, no. 11, pp. 15391–15398.
doi: 10.1364/OE.27.015391
16. Zhou D., Wang Q., Lan Z., Chen Y., Peng Z., Zhang L., Liu Y. Liquid-Crystal-Based Fiber Laser Sensor for Non-Invasive Gas Detection. *Optics Lett*. 2023, vol. 48, no. 17, pp. 4508–4511.
doi: 10.1364/OL.489552
17. Kamanina N. V. Fullerene-Dispersed Nematic Liquid Crystal Structures: Dynamic Characteristics and Self-Organization Processes. *Physics-Uspekhi*. 2005, vol. 48, no. 4, pp. 419–427.
doi: 10.1070/PU2005v048n04ABEH002101
18. Kamanina N. V., Likhomanova S. V., Zubtsova Y. A., Kamanin A. A., Pawlicka A. Functional Smart Dispersed Liquid Crystals for Nano- and Biophotonic Applications: Nanoparticles-Assisted Optical Bioimaging. *J. of Nanomaterials*. 2016, vol. 1–4, pp. 1–9.
doi: 10.1155/2016/8989250
19. Kamanina N. V., Zubtsova Yu. A., Toykka A. S., Likhomanova S. V., Zak A., Tenne R. Temporal Characteristics of Liquid Crystal Cell with WS_2 Nanoparticles: Mesophase Sensitization and Relief Features. *Liquid Crystals and their Application*. 2020, vol. 20, no. 1, pp. 34–40. (In Russ.)
doi: 10.18083/LCAppl.2020.1.34
20. Petrescu E., Cirtoaje C., Stan C. Dynamic Behavior of a Nematic Liquid Crystal Mixed with CoFe_2O_4 Ferromagnetic Nanoparticles in a Magnetic Field. *Beilstein J. of Nanotechnology*. 2017, vol. 8, pp. 2467–2473.
doi: 10.3762/bjnano.8.246
21. Mouhli A., Ayebe H., Othman T., Fresnais J., Dupuis V., Nemitz I. R., Pendery J. S., Rosenblatt Ch., Sandre O., Lacaze E. Influence of a Dispersion of Magnetic and Non-Magnetic Nanoparticles on the Magnetic Fredericksz Transition of the Liquid Crystal 5CB. *Physical Review E*. 2017, vol. 96, no. 1, art. no. 012706.
doi: 10.1103/PhysRevE.96.012706
22. Urbanski M., Lagerwall J. P. F. Nanoparticles Dispersed in Liquid Crystals: Impact on Conductivity, Low-Frequency Relaxation and Electro-Optical Performance. *J. of Materials Chemistry C*. 2016, vol. 4, no. 16, pp. 3485–3491.
doi: 10.1039/C6TC00659K
23. Tripathi P. K., Singh D. P., Yadav T., Singh V., Srivastava A. K., Negi Y. S. Enhancement of Birefringence for Liquid Crystal with the Doping of Ferric Oxide Nanoparticles. *Optical Materials*. 2023, vol. 135, art. no. 113298.
doi: 10.1016/j.optmat.2022.113298
24. He W.-L., Zhang W.-K., Xu H., Li L.-H., Yang Zh., Cao H., Wang D., Zheng Zh.-G., Yang H. Preparation and Optical Properties of Fe_3O_4 Nanoparticles-Doped Blue Phase Liquid Crystal. *Phys. Chemistry Chemical Physics*. 2016, vol. 18, pp. 29028–29032.
doi: 10.1039/c6cp05421h
25. Barbashov V. A., Tkachenko T. P., Pozhidaev E. P. The Influence of Cell Thickness and Driving Voltage Shape on the Frequency Dispersions of Dielectric Characteristics of Ferrielectric Liquid Crystal. *Liquid Crystals and their Application*. 2024, vol. 24, no. 3, pp. 42–51. (In Russ.)
doi: 10.18083/LCAppl.2024.3.42
26. Jovanović S., Spreitzer M., Tramšek M., Trontelj Z., Suvorov D. Effect of Oleic Acid Concentration on the Physicochemical Properties of Cobalt Ferrite Nanoparticles. *J. of Physical Chemistry C*. 2014, vol. 118, no. 25, pp. 13844–13856.
doi: 10.1021/jp500578f
27. Butyrskaya E. V. *Komp'yuternaya khimiya: Osnovy teorii i rabota s programmami Gaussian i Gaussview* [Computational Chemistry: Basic Theory and Working with Gaussian and Gaussview Programs]. Moscow, *SOLOON-PRESS*, 2011, 224 p. (In Russ.)
28. Ochterski J. W. *Thermochemistry in Gaussian*. Gaussian, Inc., 2000, 19 p.
29. Gaussian 09 Citation. Available at: <https://gaussian.com/g09citation/> (accessed: 30.01.2026).

Information about the authors

Yaroslav V. Barnash, Master's degree in Electronics and nanoelectronics (2022, Saint Petersburg Electrotechnical University), Postgraduate student of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University. Junior Researcher in Petersburg Nuclear Physics Institute named by B. P. Konstantinov of NRC "Kurchatov Institute" (Gatchina). The author of 12 scientific publications. Area of expertise: photonics.

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

E-mail: barnash.yaroslav@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3449-9044>

Alexander A. Tyagunov, Master's degree in Electronics and nanoelectronics (2025, Saint Petersburg Electrotechnical University), Postgraduate student of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: photonics.

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

E-mail: 2001.Alexander.24@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0007-3905-1218>

Natalia V. Kamanina, Dr Sci. (Phys.-Math.) (2001), Senior Researcher, Head of Laboratory of JSC S. I. Vavilov State Optical Institute, Professor of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University; Leading Researcher in Petersburg Nuclear Physics Institute named by B. P. Konstantinov of NRC "Kurchatov Institute" (Gatchina). The author of 325 scientific publications. Area of expertise: photonics.

Address: JSC S. I. Vavilov State Optical Institute, 36/1, Babushkina St., St Petersburg 192171, Russia

E-mail: nvkamanina@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-2903-2685>

Разработка и реализация методики определения порогового тока стимуляции при проведении телеметрии нервного ответа у пользователей систем кохlearной имплантации

Н. С. Мельников^{1✉}, А. Г. Козлов²

¹Омский государственный университет им. Ф. М. Достоевского, Омск, Россия

²Омский государственный технический университет, Омск, Россия

✉niklas89@list.ru

Аннотация

Введение. В системах кохlearной имплантации автоматизированные алгоритмы, включающие проведение телеметрии нервного ответа, не всегда могут определить пороговый ток стимуляции, генерирующий электрически вызванный потенциал действия слухового нерва с минимальной амплитудой на исследуемом внутриулитковом электроде. Для определения искомого тока возможно использование метода линейной регрессии по данным, полученным в ходе телеметрии. Однако метод не учитывает физиологические особенности слуховой системы.

Цель работы. Разработка и реализация в клинической практике методики определения порогового тока стимуляции, учитывающей реальную физиологическую нелинейную зависимость амплитуд электрически вызванного потенциала слухового нерва от тока стимуляции у пользователей систем кохlearной имплантации.

Материалы и методы. Три пользователя систем кохlearной имплантации, у каждого из которых проведение телеметрии нервного ответа с помощью автоалгоритма оказалось невозможным по причине выхода из строя внеулиткового электрода (с сохранением клинической пользы импланта), отсутствия технической возможности поддержки автоалгоритма (имплант ранней модели), перенесенного менингита с последующей облитерацией улитки. Проведена расширенная (по сравнению с автоалгоритмом) телеметрия каждому пользователю (первым двум после-, третьему – интраоперационно).

Результаты. Методика, в основу которой положено формирование функции роста амплитуды электрически вызванного потенциала действия слухового нерва в зависимости от эквивалентного тока стимуляции, нахождение первой точки телеметрии нервного ответа с условной координатой (эквивалентный ток стимуляции; амплитуда); нахождение нулевой точки, соответствующей максимальному значению эквивалентного тока, не генерирующему потенциал; определение порогового эквивалентного тока как среднего значения нулевой и первой точек. В общей сложности определены пороговые токи на 32 электродах (у трех пользователей) по предложенной методике и методом линейной регрессии.

Заключение. Методика может применяться в случае безуспешного использования автоматизированного алгоритма как интра-, так и постоперационно, позволяет повысить качество оказываемой медицинской помощи пользователям систем кохlearной имплантации.

Ключевые слова: кохlearный имплант, телеметрия нервного ответа, электрически вызванный потенциал действия слухового нерва, эквивалентный ток стимуляции, методика

Для цитирования: Мельников Н. С., Козлов А. Г. Разработка и реализация методики определения порогового тока стимуляции при проведении телеметрии нервного ответа у пользователей систем кохlearной имплантации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2026. Т. 29, № 1. С. 126–139.
doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-126-139

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. Авторы выражают благодарность своим коллегам за помощь в проведении исследования: Маляр Ларисе Васильевне, Тарасовой Ольге Викторовне (заведующая, сурдопедагог, центр аудиологии, слухопротезирования и слухоречевой реабилитации, ФГБУ СЗОНКЦ им. Л. Г. Соколова ФМБА России); к. м. н. Клячко Дмитрию Семеновичу, к. м. н. Танасчишиной Виктории Андреевны, Трушляковой Светлане Сергеевны, Шашуковой Евгении Анатольевны (зам. гл. врача по мед. реабилитации, зав. отд. сурдологической реабилитации, врач-сурдолог, сурдопедагог, ФГБУ «СПб НИИ ЛОР» Минздрава России); к. м. н. Загорской Елене Евгеньевны, к. м. н. Зеленковой Виктории Николаевны (врач-сурдолог, врач-отохирург, ГБУЗ НИКИО им. Л. Г. Свержевского ДЗМ).

Статья поступила в редакцию 01.08.2025; принята к публикации после рецензирования 20.10.2025; опубликована онлайн 27.02.2026



Development and Implementation of a Methodology for Determining Stimulation Threshold Current during Neural Response Telemetry of Cochlear Implant Users

Nikita S. Melnikov^{1✉}, Alexander G. Kozlov²

¹Dostoevsky Omsk State University, Omsk, Russia

²Omsk State Technical University, Omsk, Russia

✉ niklas89@list.ru

Abstract

Introduction. In cochlear implant systems, automatic algorithms that include neural response telemetry are not always capable of determining the threshold stimulation current that generates an electrically evoked compound action potential with minimum amplitude on intracochlear electrodes. The target current can be determined by the linear regression method based on the data obtained during telemetry. However, this method does not consider the physiological characteristics of the human auditory system.

Aim. Development of a methodology for determining the threshold stimulation current and its implementation in clinical practice, considering the actual physiological nonlinear dependence of the amplitudes of the electrically evoked potential of the auditory nerve on the stimulation current in cochlear implant users.

Materials and methods. Three users of cochlear implant systems were involved. In each of them, it was impossible to conduct neural response telemetry using automated algorithms due to failure of the extracochlear electrode (while maintaining the clinical effect of the implant), lack of a technical capability to support the automated algorithm (an early model implant), and meningitis with subsequent obliteration of the cochlea. An advanced (compared to the automated algorithm) telemetry was conducted for each user, performed post-operatively in two users and intraoperatively in one of them.

Results. The proposed methodology involves the formation of the growth function of the amplitude of the electrically evoked action potential of the auditory nerve depending on the equivalent stimulation current, finding the first point of the telemetry of the nerve response with a coordinate (equivalent stimulation current, amplitude); finding the zero point corresponding to the maximum value of the current equivalent that does not generate a potential; determining the threshold equivalent current as the average value of the zero and first points. In total, threshold currents on 32 electrodes (for three users) were determined using the proposed methodology and the linear regression method.

Conclusion. The methodology can be used in case of failure of the automated algorithm both intra- and postoperatively, thus enhancing the quality of medical care provided to the users of cochlear implant systems.

Keywords: cochlear implant, neural response telemetry, electrically evoked compound action potential, equivalent electrical current, methodology

For citation: Melnikov N. S., Kozlov A. G. Development and Implementation of a Methodology for Determining Stimulation Threshold Current during Neural Response Telemetry of Cochlear Implant Users. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2026, vol. 29, no. 1, pp. 126–139.

doi: 10.32603/1993-8985-2026-29-1-126-139

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

Acknowledgements. The authors grateful to their colleagues in conducting of the research: Larisa V. Malyar, Olga V. Tarasova (head of audiology department, speech therapist, Sokolov Clinical Hospital of the FMBA of the Russian Federation); PhD Dmitry S. Klyachko, PhD Victoria A. Tanaschishina, Svetlana S. Trushlyakova, Evgeniya A. Shashukova (deputy of chief physician for medical hearing rehabilitation, head of hearing rehabilitation department, audiologist, speech therapist, St. Petersburg Research ENT Institute of the MoH of the Russian Federation); PhD Elena E. Zagorskaya, PhD Victoria N. Zelenkova (audiologist, ENT surgeon, Sverzhovsky Research ENT Institute of Department of Health of the City of Moscow).

Submitted 01.08.2025; accepted 20.10.2025; published online 27.02.2026

Введение. Кохлеарная имплантация (КИ) – признанный уникальный междисциплинарный комплексный метод компенсации, реабилитации тяжелой и глубокой нейросенсорной потери слуха у людей всех возрастов. В основе ме-

тогда – использование высокотехнологичного устройства – системы КИ, состоящей из внутренней и внешней частей [1–3]. Внутренняя часть – кохлеарный имплант с электродной решеткой (одномерным массивом электродов),

Разработка и реализация методики определения порогового тока стимуляции при проведении телеметрии нервного ответа у пользователей систем кохлеарной имплантации
Development and Implementation of a Methodology for Determining Stimulation Threshold Current during Neural Response Telemetry of Cochlear Implant Users

устанавливаемой в лестницу улитки внутреннего уха во время операции КИ. Внешняя часть – непрерывно используемый речевой процессор (РП), который принимает акустические сигналы и преобразует их в цифровую информацию для передачи на кохлеарный имплант с целью последующего преобразования в электрические сигналы, определенным образом передаваемые по электродной решетке с целью стимуляции рецепторов, ассоциированных со слуховым нервом. Последнее вызывает в мозгу человека слуховые ощущения, интерпретируемые им как "звук".

Значимые этапы КИ – хирургическая операция, связанная с установкой кохлеарного импланта, послеоперационное подключение РП к импланту, системная периодическая настройка РП, в основе которых лежит определение электрически вызванного потенциала действия слухового нерва (оригинальная формулировка в англоязычной литературе Electrically Evoked Compound Action Potential – eCAP), возникающего у рецепторов после стимуляции внутриулитковыми электродами импланта и по сути представляющего собой временную зависимость. При регистрации eCAP появляются преобладающие артефакты, которые не позволяют его зарегистрировать в явном виде. Поэтому для определения eCAP на каждом исследуемом внутриулитковом электроде используются технологии удаления артефактов [4, 5] с помощью функции телеметрии нервного ответа (ТНО). Она реализована в современных системах КИ разных производителей и считается в клинической аудиологии признанным объективным методом исследования [6]. Для проведения ТНО, как правило, используются автоматизированные алгоритмы, имплементированные производителями систем КИ [7–9].

Во время операции КИ и в послеоперационных настройках РП особую ценность представляет минимальный (пороговый) ток стимуляции на внутриулитковом электроде, генерирующий eCAP с минимальной амплитудой N_1P_1 (является значимым параметром, который его характеризует). Искомые пороговые токи, определенные на внутриулитковых электродах, служат основой для формирования профиля настроечной слуховой карты стимуляции, записываемой на РП [10]. Автоматизированные алгоритмы позволяют определять и пороговый ток стимуляции, однако

не во всех случаях это возможно, в том числе по причине ограниченности параметров стимуляции и регистрации при проведении ТНО. К данным случаям можно отнести: техническую нестабильность одного из компонентов кохлеарного импланта, не влияющую на клиническую пользу устройства для пользователя; техническую неспособность кохлеарного импланта использовать автоматизированный алгоритм (импланты ранних моделей); перенесенный менингит с последующей облитерацией и частичной оксификацией улитки. Альтернативный способ определения искомого порогового тока – метод линейной регрессии (имплементирован в программное обеспечение (ПО) некоторых производителей систем КИ), использующий данные ТНО (выборку из токов стимуляции и соответствующих амплитуд, генерирующих eCAP). Метод имеет допущения, в результате которых искомые токи отличаются от значений, полученных с помощью автоматизированных алгоритмов [11]. Поэтому цель описываемого исследования – разработка и реализация в клинической практике методики определения порогового тока стимуляции по данным ТНО.

Материал и методы. Для разработки методики (с последующим ее применением) проведено исследование систем КИ производителя Cochlear® (Австралия) у трех пользователей. Параметры кохлеарного импланта измерялись на ноутбуке в ПО Custom Sound® Evoked Potentials v. 6.0 (CSEP) [12]. Для подсоединения к импланту использовались проводной программный модуль, тестовый РП модели Nucleus 6 с катушкой и встроенным в нее магнитом, позволяющим установить физический контакт и устойчивый радиосигнал с катушкой кохлеарного импланта через кожный слой.

У пользователя 1 (U_1) обнаружен отказ в работе референтного внеулиткового электрода 1 (ECE 1). Это подтверждено автоматическим вычислением импедансов всех 22 внутриулитковых электродов в режиме стимуляции, где референтным электродом выступает ECE 1. Полученные импедансы всех 22 внутриулитковых электродов превысили значение 30 кОм, определенное производителем. В остальных режимах стимуляции (референтным электродом выступает внеулитковый электрод 2 (ECE 2); совместно оба ECE 1 и ECE 2, "Общая земля" –

выбранный внутриулитковый электрод, референсный – все остальные внутриулитковые, кроме выбранного) значения импедансов 22 внутриулитковых электродов находились в референсном диапазоне от 0.5 до 30 кОм. Это подтвердило корректную работоспособность основных компонентов импланта и позволило исследовать все 22 внутриулитковых электрода, но исключило проведение ТНО с помощью автоматизированного алгоритма Auto™ Neural Response Telemetry (Auto™NRT) по причине отказа в работе ECE 1. ТНО проведена в "ручном" режиме Advanced™NRT в ПО CSEP.

У пользователя 2 (U_2) обнаружен отказ в работе одного внутриулиткового электрода 18 по результатам вычисления импедансов в режиме "Общая земля", что допускается в процессе эксплуатации кохлеарного импланта и не является критичным, но ограничивает возможность проведения каких-либо исследований с ним; в дальнейшем такой электрод исключается из настроечной слуховой карты стимуляции. Остальные значения

импедансов в обозначенных ранее режимах стимуляции находились в диапазоне референсных значений и подтвердили корректную работоспособность ECE 1, ECE 2 и всех внутриулитковых, за исключением электрода 18. ТНО проведена в режиме Advanced™NRT по причине технической невозможности кохлеарного импланта ранней модели использовать Auto™NRT.

У пользователя 3 (U_3) интраоперационно сразу после введения электродной решетки зафиксирован предварительный отказ в работе одного внутриулиткового электрода 7 по результатам вычисления импедансов в режиме "Общая земля". Остальные значения импедансов в перечисленных выше режимах стимуляции находились в диапазоне референсных значений и подтвердили корректную работоспособность ECE 1, ECE 2 и всех внутриулитковых (за исключением электрода 7). ТНО проведена с помощью Auto™NRT и в режиме Advanced™NRT в ПО CSEP.

В табл. 1 приводятся сведения о пользователях систем КИ.

Табл. 1. Демографические и связанные с КИ сведения о пользователях

Tab. 1. Demographic and CI related user information

Характеристика	Пользователь 1	Пользователь 2	Пользователь 3
Пол	Ж	М	Ж
Сторона имплантации	Правая	Левая	Правая
Кохлеарный имплант на противоположной стороне	Нет	Нет	Да
Возраст на момент КИ, лет	3	4	26
Год, в котором проведена КИ	2012	2004	2025
Этиология потери слуха	Генетические нарушения	Неизвестна, но не связана с облитерацией и оссификацией улитки	Менингит с последующей облитерацией улитки (на момент исследования)
Модель кохлеарного импланта	CI 24 (RE) с перимодиолярной электродной решеткой	CI 24M Double Array с двумя прямыми электродными решетками (для базального и апикального отделов улитки соответственно)	CI 612 с перимодиолярной электродной решеткой
Статус электродной решетки в улитке	В барабанной лестнице, введение полное (подтверждено анализом КТ)	В барабанной лестнице, в двух отделах лестницы, введение полное (подтверждено анализом КТ)	В улитке, введение полное (визуально подтверждено ЛОР-хирургом во время операции КИ)
Патология слухового нерва	Не выявлена (подтверждено результатами системной слухоречевой реабилитации при взаимодействии с сурдопедагогом)		Не выявлена (подтверждено регистрацией ЭКСВП [13] на противоположной стороне)

Производитель имплантов Cochlear® использует относительные единицы измерения (так называемые Current Level – CL), эквивалентные электрическому току стимуляции I . Формула перехода имеет вид:

$$I = \begin{cases} 0, & CL = 0; \\ 17.5 \cdot 100^{CL/255}, & 1 \leq CL \leq 255, \end{cases}$$

где I – сила тока ($0 < I \leq 1750$ мкА); CL – целые безразмерные числа. Эквивалент тока CL представляет собой амплитуду бифазного импульса тока на логарифмической шкале.

Ключевым результатом выполнения алгоритма AutoTMNRT является установление порогового эквивалентного тока стимуляции (на каждом исследуемом внутриулитковом электроде), определяемого как среднее значение двух эквивалентных токов стимуляции: тока, при котором детектируется минимальное значение амплитуды eCAP, и максимального тока, при котором амплитуда не обнаруживается (Visual Threshold-NRT – Visual T-NRT).

Функциональная схема проведения ТНО в кохлеарном импланте (рис. 1) содержит: 1 – приемник цифрового сигнала; 2 – цифро-аналоговый преобразователь; 3 – стимулятор; 4 – электродную решетку (имплантируемой части системы); 5 – рецепторы; 6 – усилитель; 7 – аналого-цифровой преобразователь; 8 – передатчик цифрового сигнала.

В табл. 2 приводится описание технологии "Предшествующая маскировка" удаления артефактов, используемой в исследовании.

Искомый eCAP определяется по формуле

$$eCAP = eCAP(A) + eCAP(C) - eCAP(B) - eCAP(D).$$

Табл. 2. Технология "Предшествующая маскировка" удаления артефактов

Tab. 2. Forward Masking artifact removal technology

Условие	Стимуляция исследуемого электрода	Результат регистрации через усилитель (с близлежащего электрода)
A	"Пробный" импульс	eCAP(A): график, содержащий искомый eCAP (при условии достаточного электрического заряда, переданного нервным волокнам), артефакт от импульса "Пробный", артефакт от усилителя
B	"Маскирующий" импульс, "Пробный" импульс	eCAP(B): график, содержащий артефакты от импульсов "Пробный", "Маскирующий", eCAP от импульса "Маскирующий" (при условии достаточного электрического заряда, переданного нервным волокнам), артефакт от усилителя
C	"Маскирующий" импульс	eCAP(C): график, содержащий артефакт от импульса "Маскирующий", eCAP от импульса "Маскирующий" (при условии достаточного электрического заряда, переданного нервным волокнам), артефакт от усилителя
D	Нет	eCAP(D): график, содержащий артефакт от усилителя

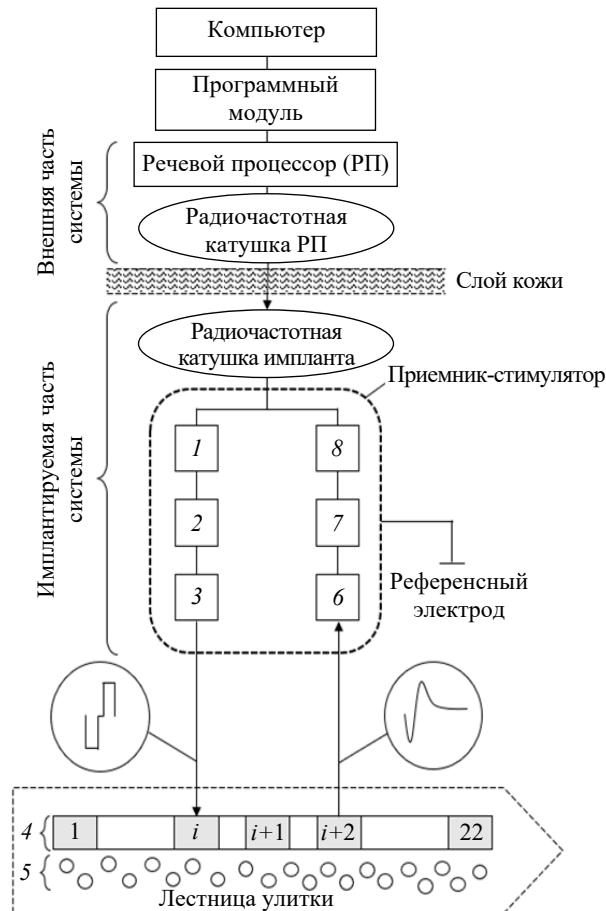


Рис. 1. Функциональная схема проведения ТНО в кохлеарном импланте

Fig. 1. Functional scheme of NRT implementation in a cochlear implant

В табл. 3 приводятся параметры для проведения ТНО у пользователей 1, 2, 3.

Предложенная авторами методика определения порогового эквивалентного тока стимуляции, генерирующего eCAP с минимальной амплитудой (Visual Advanced Threshold Neural Response Telemetry – VisAd T-NRT) на

Табл. 3. Параметры для проведения ТНО у пользователей 1, 2, 3
 Tab. 3. NRT parameters for users 1, 2, 3

Описание	Параметр/характеристика
Технология удаления артефактов	Предшествующая маскировка
Внутриулитковые электроды для проведения ТНО	$U_1 - 22, 20, 18, 16, 14, 13, 12, 11, 10, 6, 5, 4, 3, 2, 1$ (еСАР определен на всех электродах); $U_2 - 22, 20, 17, 14, 13, 11, 8, 5, 3, 1$ (еСАР определен на всех электродах); U_3 – в режиме Auto TM NRT с 1 по 22 (еСАР определен только на четырех: 20, 14, 11, 8); в режиме Advanced TM NRT – 21, 16, 6, 5, 4, 3, 2, 1 (еСАР определен только на трех: 3, 2, 1)
Общее время проведения ТНО	$U_1 - 16$ мин; $U_2 - 22$ мин 11 с.; $U_3 - 7$ мин 03 с без учета времени подбора параметров для работы в режиме Advanced TM NRT (3 мин 26 с для Auto TM NRT; 3 мин 27 с для Advanced TM NRT)
Форма электрических импульсов "Пробный", "Маскирующий"	Прямоугольная с двумя последовательными отрицательной и положительной фазами, симметричными относительно временной оси и имеющими межфазную задержку. U_1 – длительность одной фазы импульса 25 мкс, межфазной задержки – 7 мкс; U_2 – длительность одной фазы импульса 25 мкс, межфазной задержки – 25 мкс; U_3 – длительность одной фазы импульса 25 мкс (или 37, или 50 мкс), межфазной задержки – 7 мкс
Разница амплитуд импульсов "Маскирующий" и "Пробный", CL	10
Временной интервал между импульсами "Маскирующий", "Пробный", мкс	400
Диапазон эквивалентного тока стимуляции для импульса "Пробный", CL	$U_1 - 130...208$; $U_2 - 100...202$; $U_3 - 180...208$ (для электрода 2 с длительностью фазы импульса 37 мкс в режиме Advanced TM NRT); 180...234 (для электродов 1, 3 с длительностью фазы импульса 50 мкс в режиме Advanced TM NRT); не применимо к использованию Auto TM NRT
Шаг увеличения амплитуды импульса "Пробный" в заданном диапазоне, CL	U_1, U_2, U_3
Шаг восходящей серии в алгоритме Auto TM NRT для получения двух достоверных графиков еСАР (с возрастающей амплитудой)	6 CL (применимо только к пользователю U_3)
Шаг нисходящей серии в алгоритме Auto TM NRT для получения графика с отсутствием еСАР	3 CL (применимо только к пользователю U_3)
Частота стимуляции импульса "Пробный"	$U_1, U_2 - 80$ Гц (послеоперационно), $U_3 - 250$ Гц (интраоперационно)
Частота стимуляции импульса "Маскирующий"	$U_1, U_2, U_3 - 100$ Гц
Количество измерений для получения результирующего графика (еСАР или его отсутствие) на основе определенного количества серий регистрации	$U_1, U_2, U_3 - 50$ еСАР(A), 50 еСАР(B), 50 еСАР(C), 50 еСАР(D); для измерений в режиме Auto TM NRT у $U_3 - 35$ еСАР(A), 35 еСАР(B), 35 еСАР(C), 35 еСАР(D)
Время задержки между окончанием стимуляции и началом измерения потенциала в первой временной точке для еСАР(A), еСАР(B), еСАР(C), еСАР(D)	$U_1 - 122$ мкс, $U_2 - 215$ мкс, $U_3 - 122$ мкс (для Auto TM NRT), $U_3 - 68$ мкс (для Advanced TM NRT)
Временная точка измерения потенциала для формирования графиков еСАР(A), еСАР(B), еСАР(C), еСАР(D)	$U_1 -$ от 179 до 1691.8 мкс с шагом 48.8 мкс (всего 32 точки); $U_2 -$ от 290 до 1648 мкс с шагом 97 мкс (всего 16 точек); $U_3 -$ от 179 до 1691.8 мкс с шагом 48.8 мкс (всего 32 точки) для Auto TM NRT; от 149 до 1661.8 мкс с шагом 48.8 мкс (всего 32 точки) для Advanced TM NRT, от 175 до 1687.8 мкс с шагом 48.8 мкс (всего 32 точки) для Advanced TM NRT
Определение пиков N_1 и P_1 на результирующем графике еСАР	$U_1, U_3 -$ опция "Обнаружение пиков" алгоритма Auto TM NRT, дополнительный визуальный контроль специалистом; $U_2 -$ опция "Обнаружение пиков", дополнительный визуальный контроль специалистом

Описание	Параметр / характеристика
Коэффициент усиления усилителя	$U_1, U_3 - 50$ дБ, $U_2 - 40$ дБ
Внеулитковый референсный электрод, участвующий в электрической стимуляции (в измерении потенциалов для формирования eCAP(A), eCAP(B), eCAP(C), eCAP(D))	$U_1 - ECE 1 (ECE 1); U_2, U_3 - ECE 1 (ECE 2)$
Номер внутриулиткового электрода, в локации которого происходит измерение потенциалов для формирования eCAP(A), eCAP(B), eCAP(C), eCAP(D)	$U_1, U_2, U_3: +2$ к порядковому номеру исследуемого электрода (исключение для крайних электродов: 20 для электрода 22; 3 для электрода 1)

выбранном внутриулитковом электроде, включает следующие действия:

1. Определение диапазона эквивалентного тока стимуляции с выбором четного шага стимуляции (6 CL). Нижняя граница диапазона соответствует эквивалентному току стимуляции, не вызывающему слуховые ощущения ("не слышимы") у пользователя. Верхняя граница диапазона соответствует уровню "Комфорт" в CL (комфортное восприятие звуков высокой интенсивности); длительности фаз импульсов ("Пробный", "Маскирующий") выбираются исходя из анализа текущей настроечной слуховой карты пользователя системы КИ в послеоперационном периоде. В качестве нижней границы диапазона рекомендуется выбрать значение 100 CL (соответствует рекомендации производителя в послеоперационном периоде). Во время операции КИ допускается использование сравнительно высоких эквивалентных токов стимуляции (а также длительностей импульсов "Пробный", "Маскирующий") для верхней границы диапазона, что подтверждается в том числе практикой авторов [14], так как пользователь находится под общей анестезией.

2. Нанесение полученных в процессе ТНО точек с условными координатами (эквивалентный ток; амплитуда eCAP) на прямоугольную систему координат. Удаление точек, у которых с ростом эквивалентного тока стимуляции уменьшается амплитуда eCAP (следствие того, что в общем виде зависимость значений амплитуд eCAP от тока представляет собой сигмоидальную функцию и учитывает реальную физиологическую особенность слуховой системы человека).

3. Визуальная фиксация первой точки с минимальной амплитудой eCAP.

4. Определение VisAd T-NRT как среднего значения двух эквивалентных токов стимуляции: эквивалента тока, при котором детектиру-

ется минимальное значение амплитуды eCAP, и максимального эквивалента тока, при котором амплитуда не обнаруживается (нулевая точка). Таким образом, искомое значение VisAd T-NRT будет меньше на 3 CL в сравнении с током, определенным визуально).

Результаты. В общей сложности была проведена ТНО 46 внутриулитковых электродов у трех пользователей: у пользователей 1, 2 эквивалентный пороговый ток VisAd T-NRT определен на всех исследуемых электродах (на 15 и 10 соответственно), у пользователя 3 – на 7 из 22 электродов.

У пользователя 1 по исследованным 15 электродам получена 121 точка с условной координатой (эквивалентный ток; амплитуда eCAP). Однако при дополнительном визуальном контроле специалистом первая точка с минимальной координатой удалена из рассмотрения на электродах 16, 14, 10, 5, 4, 2; первые две точки с минимальными координатами удалены на электроде 6. Полученные графики eCAP по классификации авторов [15] соответствуют типу Ia. Определен VisAd T-NRT на каждом из 15 электродов.

У пользователя 2 по исследованным 10 электродам получены 34 точки. При дополнительном визуальном контроле специалистом на электродах 22, 20, 17, 14, 13, 1 проведена коррекция месторасположения пиков N_1 , P_1 на графиках eCAP в двух, в одном, в четырех, в двух, в трех, в четырех случаях соответственно; ни одна из точек не исключена из рассмотрения. Полученные 30 графиков eCAP по классификации авторов [15] соответствуют типу Ia, 4 графика eCAP – типу II. Определен VisAd T-NRT на каждом из 10 электродов.

У пользователя 3 по исследованным 22 электродам с помощью алгоритма AutoTMNRT получены 12 точек (на электродах 20, 14, 11, 8). Ни одна из точек не исключена из рассмотрения. Полученные 12 графиков eCAP по клас-

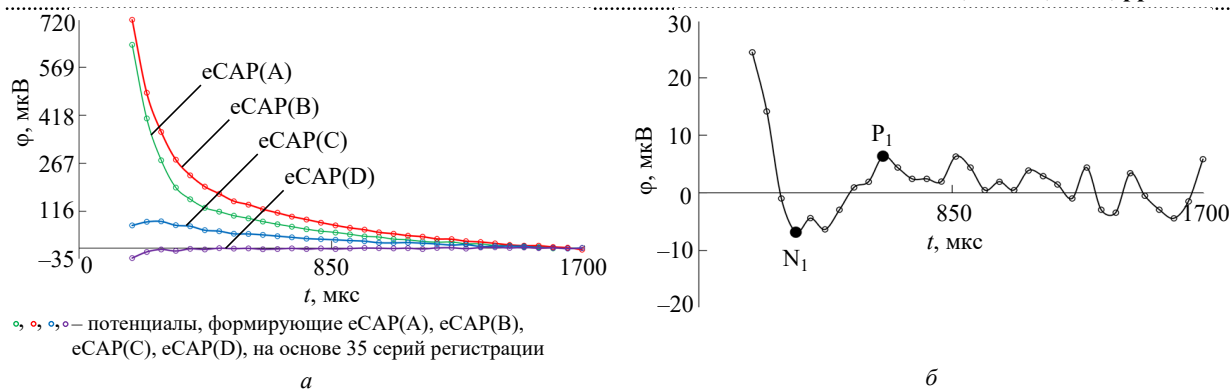


Рис. 2. Визуальное представление определения eCAP у пользователя 1 на электроде 11: а – графики eCAP(A), eCAP(B), eCAP(C), eCAP(D) и их потенциалы на основе 35 серий регистрации; б – результирующий график eCAP
Fig. 2. Visual representation of eCAP determination of electrode 11 for U1: а – graphs eCAP(A), eCAP(B), eCAP(C), eCAP(D) and potentials that forms eCAP(A), eCAP(B), eCAP(C), eCAP(D) based on 35 sweeps; б – black color – resulting graph of eCAP

сификации авторов [15] соответствуют типу Ib. Определен Visual T-NRT на четырех (из 22) электродах. В режиме AdvancedTMNRT по исследованным электродам 21, 16, 6, 5, 4, 3, 2, 1 получено 20 точек, из которых 3 точки на электроде 3; 9 – на электроде 2; 8 – на электроде 1. При дополнительном визуальном контроле специалистом на электродах 3, 2, 1 проведены коррекции месторасположения пиков N_1 , P_1 на графиках eCAP в 7 случаях. Полученные 20 графиков eCAP по классификации авторов [15] соответствуют типу Ic. Определен VisAd T-NRT на трех электродах.

Для оценки значений VisAd T-NRT, рассчитанных по предложенной методике, Visual T-NRT (при использовании алгоритма AutoTMNRT) также проведены вычисления пороговых токов стимуляции Line T-NRT (в клинических единицах CL) с помощью метода линейной регрессии, где аргументом линейной функции высту-

пает эквивалентное значение тока в CL, а ее значением – амплитуда N_1P_1 в микровольтах. Искомое значение Line T-NRT определено как абсцисса точки пересечения графика линейной функции с осью абсцисс, т. е. значение N_1P_1 в этой точке обращается в ноль, представляя собой минимальное значение амплитуды.

Для наглядного представления определения временной зависимости eCAP с помощью технологии удаления артефактов "Предшествующая маскировка" на рис. 2 приводятся графики у пользователя 1 на электроде 11 при электрической стимуляции импульсом "Пробный" с эквивалентным током 202 CL.

На рис. 3, а, б представлены определенные эквивалентные пороговые токи стимуляции VisAd T-NRT и Line T-NRT (в цвете, соответствующие номеру внутриулиткового электрода), а также данные ТНО (в цвете) у пользователя 1 по всем исследованным электродам, рас-

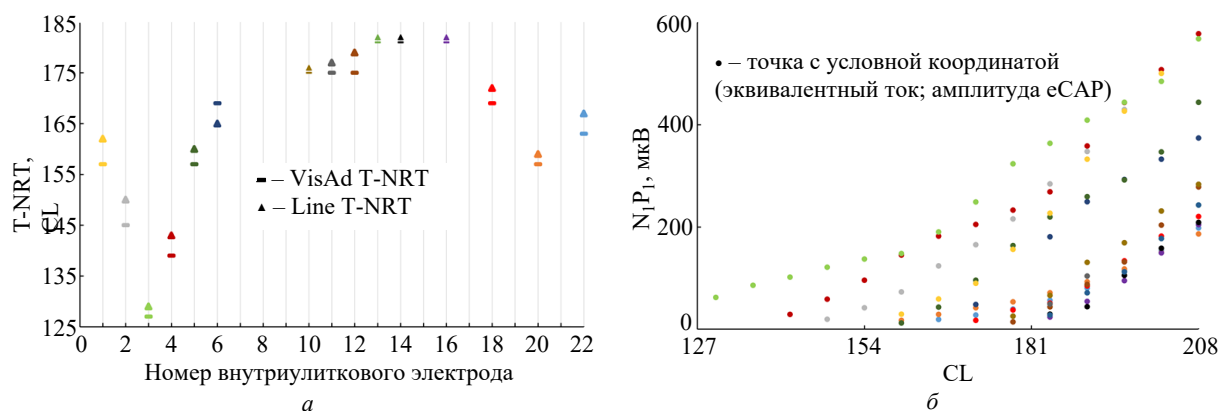


Рис. 3. Пороговые токи стимуляции VisAd T-NRT и Line T-NRT (а), данные ТНО (б) пользователя 1 по всем исследованным электродам

Fig. 3. VisAd T-NRT and Line T-NRT (а), NRT data (б) of all electrodes under research for U_1

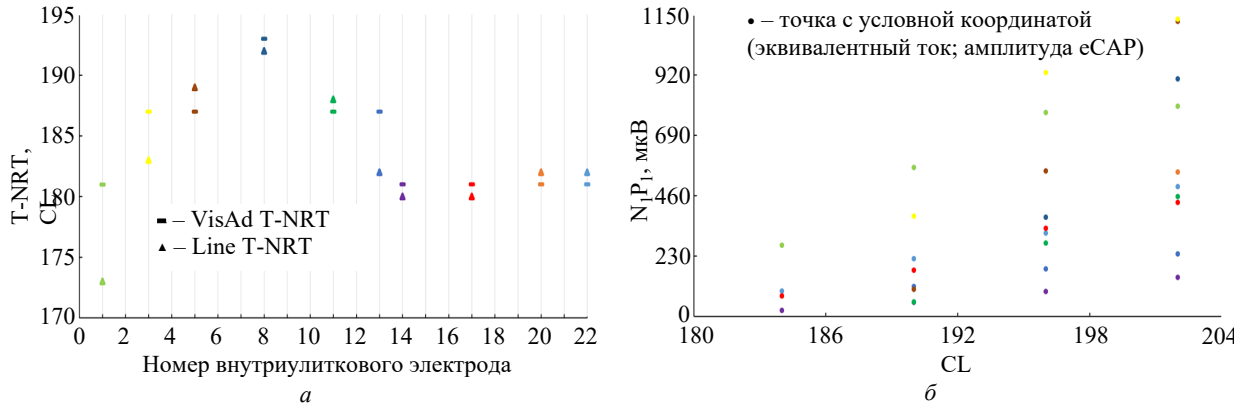


Рис. 4. Пороговые токи стимуляции VisAd T-NRT и Line T-NRT (а), данные ТНО (б) у пользователя 2 по всем исследованным электродам

Fig. 4. VisAd T-NRT and Line T-NRT (a), NRT data (b) of all electrodes under research for U_2

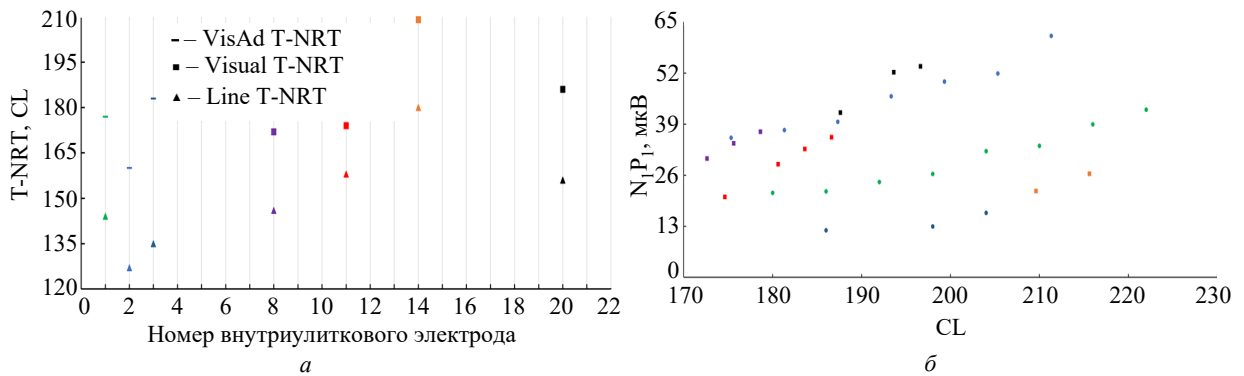


Рис. 5. Пороговые токи стимуляции VisAd T-NRT, Visual T-NRT и Line T-NRT (а), данные ТНО (б) у пользователя 3 по всем исследованным электродам

Fig. 5. VisAd T-NRT, Visual T-NRT and Line T-NRT (a), NRT data (b) of all electrodes under research for U_3

считанные при длительности одной фазы импульса ("Пробный") 25 мкс.

На рис. 4, а, б представлены определенные эквивалентные пороговые токи стимуляции VisAd T-NRT и Line T-NRT (в цвете, соответствующем номеру внутриулиткового электрода), а также данные ТНО (в цвете) пользователя 2 по всем исследованным электродам, рассчитанные при длительности одной фазы импульса ("Пробный") 25 мкс.

На рис. 5, а, б представлены определенные эквивалентные пороговые токи стимуляции VisAd T-NRT и Line T-NRT (в цвете, соответствующем номеру внутриулиткового электрода), а также данные ТНО (в цвете) пользователя 3 по всем исследованным электродам, пересчитанные при использовании длительности одной фазы импульса ("Пробный") 50 мкс.

Обсуждение. Пользователь 1. При проведении телеметрии нервного ответа исследуемых электродов в заданном авторами диапазоне

эквивалентных токов стимуляции (от 130 до 208 CL) eCAP определялся автоматически (при подключении опции "Обнаружение пиков" от автоматизированного алгоритма AutoTMNRT) каждый раз при соответствующем эквивалентном токе стимуляции с фиксированным шагом (6 CL). Вид графика соответствовал типу Ia, который наиболее часто встречается у пользователей систем КИ. Восемь графиков eCAP (6 из которых соответствовали первым точкам; 2 – первым и вторым) удалены авторами вручную, так как в большей степени напоминают "шум". Выбор нижней границы диапазона соответствовал неслуховым ощущениям ("не слышим") для пользователя 1, что позволило провести исследование комфортно для пользователя, т. е. в его восприятии происходило постепенное нарастание "громкости звуковых сигналов". Полученные первые точки ТНО по всем электродам оказались больше 130 CL, что позволило корректно отследить их появление, а

также оценить вид графика функции амплитуды eCAP в зависимости от эквивалентного тока стимуляции (во всех случаях вид графика представлял собой степенную функцию). По всей видимости, при увеличении верхней границы диапазона (установлением эквивалента тока стимуляции от 208 до 255 CL) вид графика мог быть приближен к сигмоидальной функции (что соответствует общему виду), однако это сопряжено с возможными дискомфортными ощущениями у пользователя, а также с нежелательной стимуляцией лицевого нерва. Поскольку интерес представляют прежде всего первые точки ТНО и визуальный контроль возрастания амплитуд eCAP при увеличении эквивалентного тока стимуляции, незачем устанавливать сравнительно высокую верхнюю границу диапазона. Ее выбор соответствовал максимальному значению уровня "Комфорт" (в клинических единицах CL) в текущей настроечной слуховой карте стимуляции, с которой пользователь 1 пришел на исследование. Выбор шага 6CL в диапазоне эквивалентных токов стимуляции соответствовал шагу восходящей серии стимуляции при использовании автоматизированного алгоритма AutoTMNRT с целью сопоставления результатов исследований при использовании двух режимов работы (AdvancedTM NRT и AutoTMNRT) в дальнейшем. Оптимальная временная задержка (122 мкс) между окончанием стимуляции и регистрацией выборки потенциалов выбиралась согласно значению, используемому в алгоритме AutoTMNRT. Это также подтверждалось результатами определений графиков eCAP, отсутствием артефактов, насыщением усилителя вследствие электрической стимуляции. В случае выхода из строя внеулиткового электрода 1 (диагностировано авторами) допускается дальнейшее применение кохлеарного импланта с сохранением его клинической пользы (тестируется восприятие звуков и речи совместно с сурдопедагогом) используя внеулитковый электрод 2 как для стимуляции, так и для регистрации выборки потенциалов с последующим отключением внеулиткового электрода 1 и выводом его из настроечной слуховой карты стимуляции (личная коммуникация с производителем Cochlear®).

Пользователь 2. При проведении телемет-

рии нервного ответа исследуемых электродов в заданном авторами диапазоне эквивалентных токов стимуляции (от 100 до 200 CL) eCAP определялся автоматически (при подключении опции "Обнаружение пиков") каждый раз при соответствующем эквивалентном токе стимуляции с фиксированным шагом (6 CL). Однако, учитывая сравнительно большой временной шаг при регистрации выборки потенциалов (технологическая особенность импланта ранней модели) с целью последующего формирования графика eCAP, авторами были просмотрены все полученные временные зависимости, которые оказались достаточно "ломкими". На 30 графиках не столь значительно скорректированы месторасположения пиков N_1 , P_1 (ответ типа Ia), на 4 графиках скорректированы пики N_1 , P_1 , а также добавлен пик P_2 (ответ типа II, который встречается у пользователей систем КИ в меньшей степени по сравнению с типом I). При этом по-прежнему целевой является амплитуда N_1P_1 на графиках eCAP II типа. По опыту авторов, выбор значения коэффициента усиления усилителя 40 дБ позволяет получить графики менее "ломкие"; при этом в кохлеарном импланте данной модели можно задать значение коэффициента 60 дБ (скорее всего, это сделает вид графиков еще более "ломким") и нельзя выбрать 50 дБ (как в алгоритме AutoTMNRT). Длительность межфазной задержки в импульсах "Пробный", "Маскирующий" также является технологической особенностью импланта и, скорее всего, не повлияет на результат измерений выборки потенциалов, так как в течение этой задержки не происходит электрической стимуляции. Выбор пониженной нижней границы (100 CL) диапазона эквивалентного тока стимуляции был обусловлен болевыми ощущениями во время телеметрии на электродах с предыдущих настроечных сессий (со слов пользователя импланта). Выбор верхней границы соответствовал максимальному значению уровня "Комфорт" в текущей настроечной слуховой карте стимуляции, с которой пользователь 2 пришел на исследование. Полученные первые точки по всем электродам оказались больше 100 CL, что позволило корректно отследить их появление, а также оценить вид графика функции амплитуды eCAP в зави-

симости от эквивалентного тока стимуляции (во всех случаях вид графика представлял собой степенную функцию). Корректный выбор оптимальной временной задержки (215 мкс) между окончанием стимуляции и регистрацией выборки потенциалов подтвердился результатами определений графиков eCAP, а также отсутствием артефактов, насыщением усилителя вследствие электрической стимуляции.

Пользователь 3. Отсутствие результатов определения Visual T-NRT на 18 из 22 электродов с помощью алгоритма AutoTMNRT во время операции, скорее всего, не связано с насыщением усилителя (отсутствует третья фаза импульса, количество усреднений графиков не увеличено в 1.5 раза, коэффициент усиления усилителя не изменен до 40 дБ). По всей видимости, учитывая анамнез пользователя (перенесенный менингит), отсутствие точек телеметрии нервного ответа связано с облитерацией (заращением) улитки. Это также свидетельствует о сравнительно небольших значениях амплитуд eCAP при соответствующих им относительно больших эквивалентных токах. Скорее всего, отсутствие Visual T-NRT связано с недостаточными параметрами стимуляции для генерации eCAP, технологией удаления артефактов. Отказ в работе внутриулиткового электрода 7 диагностирован предварительно, и статус электрода в дальнейшем может измениться, так как вычисление импедансов проведено интраоперационно сразу же после введения электродной решетки, которая со временем будет стабилизировать свое местоположение в лестнице улитки (учитывая, что электродная решетка размещается на материале из эластомера). Полученные 12 графиков eCAP с помощью алгоритма AutoTMNRT соответствовали типу Ib (встречается редко), т. е. пик N_1 не виден, но его наличие подтверждается восходящим видом графика с четкой идентификацией пика P_1 . Авторы полагают, что в случае уменьшения времени задержки такой график может быть трансформирован в тип Ia. В режиме AdvancedTMNRT получено 20 графиков eCAP (на трех электродах), которые соответствовали типу Ic (встречается редко), т. е. N_1 сомнительно виден, но его наличие подтверждается восходящим видом графика и асимптотическим

приближением к временной оси без четкой идентификации пика P_1 . Выбор длительностей 37 и 50 мкс импульсов "Пробный", "Маскирующий" в режиме AdvancedTMNRT позволил увеличить электрическую стимуляцию рецепторов (передать больший электрический заряд). Выбор задержки 68 мкс обусловлен опытом работы авторов (44 мкс – технологически минимально доступная к выбору, 122 мкс – оптимально используемая в алгоритме AutoTMNRT; 68 и 93 мкс располагаются в данном диапазоне почти равномерно с шагом 25 мкс). Использование задержки 93 мкс при стимуляции импульсами длительностью 50 мкс позволит получить первую точку для измерения выборки потенциалов через 200 мкс после начала стимуляции, что не целесообразно при уже определенных ответах типа Ib. Выбор нижней границы (180 CL при длительности импульса 37 мкс, что соответствует пересчету ≈ 202 CL при длительности 25 мкс) обусловлен увеличением порции электрического заряда для генерации eCAP и необходимостью построения функции амплитуды eCAP от эквивалентного тока стимуляции (верхняя граница 228 CL длительности импульса 37 мкс) для исследуемых электродов (пороговый эквивалентный ток успешно определен на электроде 2, искомая функция имеет степенной вид, eCAP идентифицирован на каждом шаге стимуляции). Выбор нижней границы (180 CL при длительности импульса 50 мкс, что соответствует пересчету ≈ 197 CL при длительности 37 мкс) обусловлен увеличением порции электрического заряда для генерации eCAP и необходимостью построения функции роста амплитуды eCAP (верхняя граница 245 CL при длительности импульса 37 мкс) для исследуемых электродов (пороговый эквивалентный ток успешно определен на электродах 1, 3, искомая функция имеет степенной вид, eCAP обнаружен на каждом шаге стимуляции). Поскольку пользователь 3 находился под общей анестезией, верхняя граница диапазона была не столь значима; более значимо – время проведения всех измерений. В общей сложности получение пороговых эквивалентных токов стимуляции, генерирующих eCAP с минимальной амплитудой, на 7 электродах, размещенных вдоль электродной решетки, позволит сформировать

ровать профиль начальной слуховой настроечной карты стимуляции. Использование другой технологии удаления артефактов (на основе электрических сигналов с переменной полярностью), примененной для электродов 21, 16, 5, 4, 3, не дало результатов (вид графиков во всех случаях свидетельствовал о явных артефактах от электрической стимуляции и, как следствие, нецелесообразности ее использования у пользователя 3).

Для всех рассмотренных пользователей значения VisAd T-NRT, Visual T-NRT при сравнении с Line T-NRT очевидно различаются, что можно объяснить разными подходами при определении пороговых эквивалентных токов стимуляции (в том числе использованием разных аппроксимирующих функций и методов определения нулевой точки). Значения VisAd T-NRT во всех 28 случаях (15, 10 и 3 для пользователей 1, 2, 3 соответственно) оказались, очевидно, ближе к первой точке, определяемой визуально во время ТНО. Это отвечает реальной действительности при сравнении с соответствующими значениями Line T-NRT.

Сопоставление с аналогичными методами. Методика является аналогом автоматизированного алгоритма AutoTMNRT (который показал свою эффективность в клинической практике) и расширяет рамки проведения ТНО с различными параметрами (время задержки, коэффициент усиления усилителя, частота и длительность импульса стимуляции). Это возможно реализовать в ПО производителя и впоследствии создать профиль настроечной слуховой карты стимуляции на основе определенных пороговых эквивалентных токов.

Ограничение методики. У пользователей систем КИ с гипоплазией слухового нерва eCAP может как определяться, так и не определяться даже в одну и ту же настроечную сессию, что может не позволить найти VisAd T-NRT. У пользователей кохлеарных имплантов с заболеванием спектра аудиторных нейропатий ситуация может носить схожий характер. Методика (как и любая телеметрия нервного

ответа, в том числе с помощью автоматизированного алгоритма) не применима к нерабочему внутриулитковому электроду (статус которого подтверждается стимуляцией в режиме "Общая земля"); впоследствии такой электрод принудительно выводится из настроечной слуховой карты стимуляции. К техническим ограничениям следует отнести возможность проведения исследований в ПО CSEP только с РП модели Nucleus 6 и более ранних. Также важно отметить, что методика может использоваться только в кохлеарных имплантах, поддерживающих функцию проведения телеметрии нервного ответа, т. е. имеющих внеулитковые электроды (например, имплант модели CI 22M производителя Cochlear® не содержит внеулитковые электроды и, как следствие, не поддерживает проведение телеметрии).

Заключение. Использование предложенной методики расширяет возможность проведения телеметрии нервного ответа с увеличенным набором параметров, рассмотренных в данной статье, что можно отнести к научной новизне. Разработанная методика позволяет проводить телеметрию и определять пороговый ток стимуляции в случаях технической нестабильности одного из внеулитковых электродов, не влияющих на клиническую пользу кохлеарного импланта, безуспешного использования (или не поддерживающего использование) автоматизированного алгоритма (интра- и послеоперационно) по определению порогового эквивалентного тока стимуляции. Использование методики в клинической практике позволит повысить качество оказываемой медицинской помощи людям с кохлеарными имплантами, которые, в частности, в России признаются инвалидами по слуху. Методика может применяться вне зависимости от производителя импланта.

Соблюдение этических стандартов. Все применимые международные, национальные и/или институциональные принципы использования персональных и медицинских данных пользователей кохлеарных имплантов были соблюдены.

Список литературы

1. Таварткиладзе Г. А. Клиническая аудиология. Национальное руководство. Т. 3. М.: ГЭОТАР-Медиа, 2024. 296 с.
2. Королева И. В. Введение в кохлеарную им-

плантацию. 2-е изд. СПб.: Каро, 2023. 224 с.

3. Корниенко А. А. Обзор зарубежных исследований о влиянии кохлеарной имплантации на качество жизни лиц с нарушениями слуха // Современ-

ная зарубежная психология. 2021. Т. 10, № 2. С. 79–85.
doi: 10.17759/jmfp.2021100208

4. He S., Teagle H. F., Buchman C. A. The electrically evoked compound action potential: from laboratory to clinic // *Frontiers in Neuroscience*. 2017. Vol. 11. P. 11–20.
doi: 10.3389/fnins.2017.0033

5. Skidmore J., Yuan Y., He S. A new method for removing artifacts from recordings of the electrically evoked compound action potentials: Single-pulse stimulation // *MedRxiv*. 2024. P. 1–41.
doi: 10.1101/2024.01.17.24301435

6. Lucas H. M. Advances in Cochlear implant telemetry: evoked neural responses, electrical field imaging, and technical integrity // *Trends in Amplifications*. 2007. Vol. 11, № 3. P. 143–159.
doi: 10.1177/1084713807304362

7. Botros A., Dijk B., Killian M. AutoNRT™: An automated system that measures ECAP thresholds with the Nucleus® Freedom™ cochlear implant via machine intelligence // *Artificial intelligence in medicine*. 2007. Vol. 40, № 1. P. 15–28.
doi: 10.1016/j.artmed.2006.06.003

8. ART and AutoART ECAP measurements and cochlear nerve anatomy as predictors in adult cochlear implant recipients / L. Schrank, P. Nachtigäller, Jo. Müller, J.-M. Hempel, M. Canis, Je. Spiegel, T. Rader // *Eur. Archives of Oto-Rhino-Laryngology*. 2024. Vol. 281. P. 3461–3473.
doi: 10.1007/s00405-023-08444-5

9. Toward neural health measurements for cochlear implantation: The relationship among electrode positioning, the electrically evoked action potential, impedances and behavioral stimulation levels / L. Lambriks, M. van Hoof, J. Debruyne, M. Janssen, J. Hof,

K. Hellingman, E. Devocht, E. George // *Frontiers in Neurology*. 2023. Vol 14. Art. № 1093265.
doi: 10.3389/fneur.2023.1093265

10. Maruthurkkara S., Bennett C. Development of Custom Sound® Pro software utilizing big data and its clinical evaluation // *Intern. J. of Audiology*. 2024. Vol. 63, № 2. P. 87–98.
doi: 10.1080/14992027.2022.2155880

11. Glassman E. K., Hughes M. L. Determining electrically evoked compound action potential thresholds: a comparison of computer versus human analysis methods // *Ear and Hearing*. 2013. Vol. 34, № 1. P. 96–109.
doi: 10.1097/aud.0b013e3182650abd

12. Spitzer E. R., Hughes M. L. Effect of stimulus polarity on physiological spread of excitation in cochlear implants // *J. of the American Academy of Audiology*. 2017. Vol. 28, № 9. P. 786–798.
doi: 10.3766/jaaa.16144

13. Вызванные потенциалы в реабилитации пациентов после кохлеарной имплантации / Т. И. Чугунова, В. В. Жеренкова, М. В. Гойхбург, Л. А. Поталова, В. В. Мосин, В. В. Бахшиян, Г. А. Таварткиладзе // *Вестн. оториноларингологии*. 2018. Т. 10, № 4. С. 21–25.
doi: 10.17116/otorino201883421

14. Разработка алгоритма для проведения тестирования слухового импланта во время операции кохлеарной имплантации / Н. С. Мельников, Л. В. Маляр, И. В. Костевич, А. Г. Козлов // *Биомедицинская радиоэлектроника*. 2025. Т. 28, № 1. С. 53–63.
doi: 10.18127/j15604136-202501-04

15. Automatic analysis of auditory nerve electrically evoked action potential with an artificial neural network / B. Charasse, H. Thai-Van, J. M. Chanal, Ch. Berger-Vachon, L. Collet // *Artificial intelligence in medicine*. 2004. Vol. 31, № 3. P. 221–229.
doi: 10.1016/j.artmed.2004.03.004

Информация об авторах

Мельников Никита Сергеевич – специалист по направлению "Медицинская физика" (2011, Омский государственный университет им. Ф. М. Достоевского), аспирант кафедры общей и экспериментальной физики Омского государственного университета им. Ф. М. Достоевского. Автор девяти научных публикаций. Сфера научных интересов – системы кохлеарной имплантации.

Адрес: Омский государственный университет им. Ф. М. Достоевского, пр. Мира, д. 55-а, Омск, 644077, Россия

E-mail: niklas89@list.ru

<https://orcid.org/0009-0009-9737-2567>

Козлов Александр Геннадьевич – доктор технических наук (2015), доцент (1996), профессор кафедры радиотехнических устройств и систем диагностики Омского государственного технического университета. Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов в биотехнических системах, фильтрация сигналов; микросистемная техника.

Адрес: Омский государственный технический университет, пр. Мира, д. 11, Омск, 644050, Россия

E-mail: agk252@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-3359-790X>

References

1. Tavartkiladze G. A. *Klinicheskaya audiologiya* [Clinical Audiology]. Vol. 3. Moscow, GEOTAR-Media, 2024, 296 p. (In Russ.)

2. Koroleva I. V. *Vvedeniye v kochlearnuyu implantatsiyu* [Introduction to Cochlear Implantation]. SPb., Karo, 2023, 224 p. (In Russ.)

3. Korniyenko A. A. Review of Foreign Studies on the Impact of Cochlear Implantation on the Quality of Life of Persons with Hearing Impairment. *J. of Modern Foreign Psychology*. 2021, vol. 10, no. 2, pp. 79–85. (In Russ.)
doi: 10.17759/jmfp.2021100208

4. He S., Teagle H. F., Buchman C. A. The Electrically Evoked Compound Action Potential: from Laboratory to Clinic. *Frontiers in Neuroscience*. 2017, vol. 11, pp. 11–20. doi: 10.3389/fnins.2017.0033
5. Skidmore J., Yuan Y., He S. A New Method for Removing Artifacts from Recordings of the Electrically Evoked Compound Action Potentials: Single-Pulse Stimulation. *MedRxiv*. 2024, pp. 1–41. doi: 10.1101/2024.01.17.24301435
6. Lucas H. M. Advances in Cochlear Implant Telemetry: Evoked Neural Responses, Electrical Field Imaging and Technical Integrity. *Trends in Amplifications*. 2007, vol. 11, no. 3, pp. 143–159. doi: 10.1177/1084713807304362
7. Botros A., Dijk B., Killian M. AutoNRT™: An Automated System That Measures ECAP Thresholds with the Nucleus® Freedom™ Cochlear Implant via Machine Intelligence. *Artificial Intelligence in Medicine*. 2007, vol. 40, no. 1, pp. 15–28. doi: 10.1016/j.artmed.2006.06.003
8. Schrank L., Nachtigäller P., Müller Jo., Hempel J.-M., Canis M., Spiegel Je., Rader T. ART and AutoART ECAP Measurements and Cochlear Nerve Anatomy as Predictors in Adult Cochlear Implant Recipients. *Eur. Archives of Otorhino-Laryngology*. 2024, vol. 281, pp. 3461–3473. doi: 10.1007/s00405-023-08444-5
9. Lambriks L., van Hoof M., Debruyne J., Janssen M., Hof J., Hellingman K., Devocht E., George E. Toward Neural Health Measurements for Cochlear Implantation: the Relationship Among Electrode Positioning, the Electrically Evoked Action Potential, Impedances and Behavioral Stimulation Levels. *Frontiers in Neurology*. 2023, vol 14, art. no. 1093265. doi: 10.3389/fneur.2023.1093265
10. Maruthurkkara S., Bennett C. Development of Custom Sound® Pro Software Utilizing Big Data and Its Clinical Evaluation. *Intern. J. of Audiology*. 2024, vol. 63, no. 2, pp. 87–98. doi: 10.1080/14992027.2022.2155880
11. Glassman E. K., Hughes M. L. Determining Electrically Evoked Compound Action Potential Thresholds: a Comparison of Computer Versus Human Analysis Methods. *Ear and Hearing*. 2013, vol. 34, no. 1, pp. 96–109. doi: 10.1097/aud.0b013e3182650abd
12. Spitzer E. R., Hughes M. L. Effect of Stimulus Polarity on Physiological Spread of Excitation in Cochlear Implants. *J. of the American Academy of Audiology*. 2017, vol. 28, no. 9, pp. 786–798. doi: 10.3766/jaaa.16144
13. Chugunova T. I., Zherenkova V. V., Goïkburg M. V., Potalova L. A., Mosin V. V., Bakhshinian V. V., Tavartkiladze G. A. Evoked Potentials in the Rehabilitation of the Patients after Cochlear Implantation. *Russian Bulletin of Otorhinolaryngology*. 2018, vol. 10, no. 4, pp. 21–25. doi:10.17116/otorino201883421
14. Melnikov N. S., Malyar L. V., Kostevich I. V., Kozlov A. G. Development of an Algorithm for Testing a Hearing Implant During Cochlear Implantation Surgery. *Biomedical Radioelectronics*. 2025, vol. 28, no. 1, pp. 53–63. doi: 10.18127/j15604136-202501-04
15. Charasse B., Thai-Van H., Chanal J. M., Berger-Vachon Ch., Collet L. Automatic Analysis of Auditory Nerve Electrically Evoked Action Potential with an Artificial Neural Network. *Artificial Intelligence in Medicine*. 2004, vol. 31, no. 3, pp. 221–229. doi: 10.1016/j.artmed.2004.03.004

Information about the authors

Nikita S. Melnikov, Specialist's degree in Medical Physics (2011, Dostoevsky Omsk State University), Post-graduate student of the Department of General and Experimental Physics of Dostoevsky Omsk State University. The author of 9 scientific publication. Area of expertise – cochlear implantation systems. Address: Dostoevsky Omsk State University, 55-a, Mira Ave., Omsk 644077, Russia
E-mail: niklas89@list.ru
<https://orcid.org/0009-0009-9737-2567>

Alexander G. Kozlov, Dr Sci. (Eng.) (2015), Associate Professor (1996), Professor of the Department of Radio Engineering and Diagnostic Systems of Omsk State Technical University. The author of more than 200 scientific publication. Area of expertise – signal processing in biotechnical systems; signal filtering; microsystems engineering. Address: Omsk State Technical University, 11, Mira Ave., Omsk 644050, Russia
E-mail: agk252@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0003-3359-790X>

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 радионавигация.

"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 № 1 2026

Vol. 29 No. 1 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 20.02.26. Дата выхода в свет 27.02.26.
Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Печать цифровая.
Уч.-изд. л. 18.85. Печ. л. 18.25. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 24.
Цена свободная.

Signed to print 20.02.26. Publication date 27.02.26.
Sheet size 60×84 1/8. Educational-ed. liter. 18.85. Printed sheets 18.25.
Number of copies 300. Printing plant 1–150 copies. Order no. 24.
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