



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 28 № 4 2025



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 28 No. 4 2025

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2025

Saint Petersburg
ETU Publishing house

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

Индекс по каталогу: АО «Почта России» П4296

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

Издается 6 раз в год.

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

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

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

Редакция журнала:

197022, Санкт-Петербург,

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

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

А. В. СОЛОМОНОВ, д.ф.-м.н., проф.,

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

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

ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ

В. М. КУТУЗОВ, д.т.н., советник ректората, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Dieter H. BIMBERG, PhD, Dr Phil. Nat. Dr H. C. Mult., исполн. директор "Bimberg Center of Green Photonics", Чанчуньский институт оптики, точной механики и физики КАН, Чанчунь, Китай

Matthias A. HEIN, PhD, Dr Rer. Nat. Habil., Prof., Технический университет, Ильменау, Германия

Jochen HORSTMANN, PhD, Dr Rer. Nat., директор департамента, Гельмгольц-центр, Гестахт, Германия

Erkki LANDERANTA, PhD, Prof., Технический университет, Лаппеенранта, Финляндия

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

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

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

Журнал выполняет следующие задачи:

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

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

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



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0



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

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

The journal is indexed and archived in the Russian science citation index (RSCI).
The journal complies with the Budapest Open Access Initiative Declaration, is a member of the Directory of Open Access Journals (DOAJ) and Crossref.

Editorial address:

ETU, 5F Prof. Popov St., St Petersburg 197022, Russia
Tel.: +7 (812) 234-10-13
E-mail: radioelectronic@yandex.ru **RE.ELTECH.RU**
© ETU, design, 2020

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

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

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

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

EDITORIAL BOARD:

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

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

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

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

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

Dmitry A. KOZODAEV, Cand. of Sci. (Phys.-Math.), NT-MDT BV LLC (CEO), Apeldoorn, Netherlands

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

EXECUTIVE SECRETARY

Stanislav E. GAVRILOV, Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor, Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

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

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Коломенский К. Ю. Методы подавления помех при приеме сигналов глобальных навигационных спутниковых систем на основе обработки сигналов во временной, частотной и частотно-временной областях.....6

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Алтынников А. Г., Платонов Р. А., Цымбалюк А. А., Комлев А. Е. Несимметричный антенный модуль на основе двух $1/8$ SIW-резонаторов для ММО-применений...25

Полигина А. Д., Поленга С. В., Стригова Е. А. Низкопрофильная сканирующая антенная решетка с использованием механически управляемых фазовращателей.....36

Радиолокация и радионавигация

Зиятдинов С. И., Красильникова О. И. Влияние длительности зондирующего импульса на работу помехозащищенного дискриминатора дальности.....47

Кутузов В. М., Ипатов В. П., Овчинников М. А. Пространственно-частотная модуляция зондирующих сигналов РЛС с ФАР.....57

Плотницкая Е. С., Гейстер С. Р., Веремьев В. И. Уточнение математической модели сигнала, отраженного от лопасти винта квадрокоптера, на основе экспериментальных исследований.....73

Микро- и наноэлектроника

Максимов А. И., Налимова С. С., Левкевич Е. А., Шوماхов З. В., Кириллова С. А., Мошников В. А., Соломонов А. В. Гидротермальный синтез и сенсорные свойства гидроксоанната цинка.....86

Электроника СВЧ

Фадеев К. К., Кислицын В. М. Разработка сверхвысокочастотного многофункционального ферритового коаксиального устройства высокого уровня мощности для бортовых ретрансляторов с использованием датчика телеметрии.....99

Метрология и информационно-измерительные приборы и системы

Полторыхин К. М., Семенов Э. В. Измерение нелинейных и динамических характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики.....109

От редакции

Правила для авторов статей.....119

CONTENTS

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

Kolomensky K.Yu. GNSS Interference Mitigation Methods Based on Signal Processing in Time, Frequency and Time-Frequency Domains.....6

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Altynnikov A. G., Platonov R. A., Tsymbalyuk A. A., Komlev A. E.
Asymmetry Antenna Module Based on Two Eighth-Mode SIW Resonators for MIMO Applications.....25

Poligina A. D., Polenga S. V., Strigova E. A. Low-Profile Scanning Antenna Array
Using Mechanically Controlled Phase Shifters.....36

Radar and Navigation

Ziatdinov S. I., Krasilnikova O. I. Influence of Probing Pulse Duration on the Operation
of Interference-Proof Range Discriminator.....47

Kutuzov V. M., Ipatov V. P., Ovchinnikov M. A.
Spatial Frequency Modulation of Probing Signals from Phased Array Radar Systems.....57

Plotnitskaya E. S., Heister S. R., Veremyev V. I. Experimental Refinement of a Mathematical Model
of the Signal Reflected from Quadcopter Rotor Blade.....73

Micro- and Nanoelectronics

**Maximov A. I., Nalimova S. S., Levkevich E. A., Shomakhov Z. V.,
Kirillova S. A., Moshnikov V. A., Solomonov A. V.** Hydrothermal Synthesis
and Gas Sensing Properties of Zinc Hydroxostannate.....86

SHF Electronics

Fadeev K. K., Kislitsyn V. M. Development of a High Power Ultra High Frequency
Multifunctional Ferrite Coaxial Device with a Telemetry Sensor for Onboard Repeaters.....99

Metrology, Information and Measuring Devices and Systems

Poltorykhin K. M., Semyonov E. V. Measuring the Nonlinear and Dynamic Characteristics
of Baseband Devices with an Overshoot at the Flat Top of Transient Response.....109

From the Editor

Author's Guide.....119

Методы подавления помех при приеме сигналов глобальных навигационных спутниковых систем на основе обработки сигналов во временной, частотной и частотно-временной областях

К. Ю. Коломенский

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

✉ kolomenskiiky@nic-t.ru

Аннотация

Введение. На основе анализа многочисленных литературных источников предлагается вариант классификации методов подавления помех при приеме сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). Представлены результаты аналитического обзора методов подавления помех ГНСС на базе обработки сигналов во временной, частотной и частотно-временной областях.

Цель работы. Краткий обзор методов с пояснением основных принципов и подходов при подавлении помех ГНСС на основе обработки сигналов во временной, частотной и частотно-временной областях.

Материалы и методы. Исследования и анализ рассматриваемых методов выполнены на основе материалов литературных источников 2000–2024 гг. (в основном на английском языке), которые отбирались в соответствии со следующими критериями: во-первых, применение методов подавления именно к помехам ГНСС; во-вторых, с теоретическим обоснованием и экспериментальным подтверждением эффективности предлагаемых методов. В статье рассмотрены методы борьбы с помехами ГНСС на основе обработки сигналов во временной, частотной и частотно-временной областях с применением адаптивных режекторных фильтров, спектрального анализа, кратковременного преобразования Фурье (Short-Time Fourier Transform – STFT), преобразования Вигнера–Вилля (Wigner–Ville Distribution – WVD) и его модификаций.

Результаты. Предложен вариант классификации методов подавления помех при приеме сигналов ГНСС. На основе этой классификации представлен обзор и основные результаты сравнительного анализа методов и алгоритмов борьбы с помехами, использующих обработку сигналов в одномерных и двумерных областях (временной, частотной и частотно-временной).

Заключение. Проведенный обзор и сравнительный анализ наиболее распространенных и эффективных методов борьбы с помехами ГНСС позволяет исследователям и разработчикам сократить время на изучение множества подходов к решению данной проблемы, предложенных на сегодняшний день в литературе. В следующей статье по этой теме будут рассмотрены методы подавления помех ГНСС с использованием вейвлет-преобразования (Wavelet Transform), а также обработки сигналов в пространственной и пространственно-временной областях.

Ключевые слова: глобальные навигационные спутниковые системы, непреднамеренные и преднамеренные помехи, методы подавления помех, адаптивные режекторные фильтры, кратковременное преобразование Фурье, преобразование Вигнера–Вилля

Для цитирования: Коломенский К. Ю. Методы подавления помех при приеме сигналов глобальных навигационных спутниковых систем на основе обработки сигналов во временной, частотной и частотно-временной областях // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 4. С. 6–24.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-6-24

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 08.04.2025; принята к публикации после рецензирования 16.05.2025; опубликована онлайн 29.09.2025

GNSS Interference Mitigation Methods Based on Signal Processing in Time, Frequency and Time-Frequency Domains

Konstantin Yu. Kolomensky

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

✉ kolomenskiiky@nic-t.ru

Abstract

Introduction. Following an analysis of numerous literature sources, the article proposes a classification for GNSS interference mitigation methods and carries out an analytical review of these methods. The results of an analytical review of GNSS interference mitigation methods with signal processing in the time, frequency and time-frequency domains are presented.

Aim. To carry out a brief review of methods explaining the basic principles and approaches for suppressing GNSS interference based on signal processing in the time, frequency and time-frequency domains.

Materials and methods. The analysis of the considered methods was based on the materials of literature sources published in 2000–2024 (mostly in English). The literature search was conducted based on the following criteria: firstly, the application of mitigation methods specifically to GNSS interference, and secondly, those with the theoretical justification and experimental confirmation of the effectiveness of the proposed methods. This article discusses methods for GNSS interference mitigation based on signal processing in the time, frequency and time-frequency domains using adaptive notch filters, spectral analysis, Short-Time Fourier Transform (STFT), Wigner–Ville Distribution (WVD), and its modifications.

Results. A classification for GNSS interference mitigation methods is proposed. On this basis, a comparative analysis of anti-interference methods and algorithms using signal processing in one-dimensional and two-dimensional domains (time, frequency and time-frequency) is carried out.

Conclusion. The conducted review and comparative analysis of the most common and effective methods of GNSS interference mitigation is intended to assist researchers and developers in reducing the time required to study the diversity of approaches to solving this problem proposed in the current literature. The next article on this topic will consider methods for GNSS interference mitigation using the Wavelet Transform method, as well as signal processing in the spatial and space-time domains.

Keywords: global navigation satellite systems, unintentional and intentional interference, GNSS interference mitigation, adaptive notch filters, Short-Time Fourier Transform, Wigner–Ville Distribution

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

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-6-24

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

Submitted 08.04.2025; accepted 16.05.2025; published online 29.09.2025

Введение. Данные, получаемые с помощью глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС), используются для определения местоположения и синхронизации в работе многих критически важных, в том числе транспортных систем (например, для управления воздушными и морскими судами, автомобильным транспортом и т. д.). В связи с этим помехи ГНСС не только снижают достоверность и точность навигационной информации, но и представляют угрозу для здоровья и безопасности людей. Поэтому подавление или, по

крайней мере, снижение мешающего влияния помех ГНСС является предметом исследований и разработок во многих странах мира.

Непреднамеренные помехи обычно возникают в результате нелинейности радиопередатчиков других систем, которые работают в полосах частот, близких к диапазонам частот ГНСС. Преднамеренные помехи делятся на блокирующие (заградительные, jamming) и имитирующие реальные сигналы ГНСС (spoofing), имеющие целью исказить выдаваемую приемником навигационную информацию (координаты, скорость, время) [1–6].

Методы подавления помех при приеме сигналов глобальных навигационных спутниковых систем на основе обработки сигналов во временной, частотной и частотно-временной областях
GNSS Interference Mitigation Methods Based on Signal Processing
in Time, Frequency and Time-Frequency Domains

Блокирующие помехи могут намеренно создаваться с помощью устройств, способных передавать достаточно мощные сигналы в частотных диапазонах ГНСС. Такие устройства, называемые "устройствами персональной конфиденциальности" (Personal Privacy Devices – PPD), стали широко доступны в последние годы [3, 4]. Цель их применения – предотвратить возможность отслеживания местоположения со стороны менеджмента компаний, полиции или других лиц и организаций. Чаще всего такие устройства используются водителями транспортных средств и автограбителями. Нарушение работы приемников ГНСС в этом случае не должно осуществляться на больших расстояниях. Но иногда из-за низкого качества электронных компонентов, используемых в этих устройствах, мощность их излучения достигает уровня, при котором приемники ГНСС подвергаются серьезному мешающему воздействию на расстоянии нескольких километров [3, 4].

Для создания ложных сигналов ГНСС (спуфинга) нужна более серьезная аппаратура, формирующая или переизлучающая реальные сигналы ГНСС. Тем не менее в связи с открытым форматом сигналов ГНСС и прогрессом в области электронных технологий достаточно широкое распространение получили относительно недорогие устройства, формирующие поддельные сигналы ГНСС. Спуфинг известен как наиболее опасный вид преднамеренных помех, который заставляет приемники ГНСС выдавать ложную навигационную информацию, в то время как получатель может не подозревать о произведенной подмене [2, 3].

Проблема поддержания безопасности и функциональной надежности ГНСС, выявления и подавления помех при приеме сигналов этих систем приобретает все большее значение. Поэтому при проектировании систем с использованием навигационных данных, получаемых с помощью ГНСС, разработчикам необходимо учитывать важность применения адекватных методов обнаружения и подавления помех.

Тематика борьбы с помехами при приеме сигналов ГНСС настолько обширна, что не может быть освещена в рамках одной статьи. Вариант классификации помех при приеме сигналов ГНСС и обзор методов обнаружения различных

классов помех (непреднамеренных, блокирующих и имитационных) при приеме сигналов ГНСС был представлен автором в работах [5, 6]. В настоящей статье приводятся результаты аналитического обзора наиболее известных и широко освещенных в литературе методов подавления помех ГНСС на базе обработки сигналов во временной, частотной и частотно-временной областях. Следующую статью по этой теме планируется посвятить аналитическому обзору методов подавления помех ГНСС с использованием вейвлет-преобразования (Wavelet Transform), а также обработки сигналов в пространственной и пространственно-временной областях.

Классификация методов подавления помех, воздействующих на приемники ГНСС. Приведенная ниже классификация технических решений по борьбе с помехами ГНСС основана на данных анализа большого числа литературных источников. Необходимо заметить, что подходы к классификации методов подавления помех ГНСС в разных источниках несколько различаются. Поэтому предлагаемую ниже классификацию следует рассматривать лишь как один из возможных вариантов.

Главным классификационным признаком методов подавления помех ГНСС, по-видимому, наиболее целесообразно определить область обработки, в которой проводится разделение сигналов на аутентичные и мешающие. Соответственно, среди методов подавления помех ГНСС следует выделить те, которые основаны на обработке сигналов во временной, частотной, частотно-временной, пространственной и пространственно-временной областях.

Конечно, в рамках предлагаемой классификации имеются подгруппы методов, которые определяются методикой построения и параметрами предлагаемых алгоритмов подавления помех, например в зависимости от используемого типа преобразования сигналов из временной области в другую, от применяемых методов выделения помех на базе статистических или адаптивных подходов и т. д.

В качестве еще одного классификационного признака может использоваться вид помех, против которого направлено применение того или иного метода. Соответственно, можно выделить методы, направленные на борьбу с импульсными

или непрерывными помехами, узкополосными или широкополосными, непреднамеренными или преднамеренными помехами. Однако этот признак может использоваться только в качестве вторичного, так как существуют методы, которые позволяют бороться с помехами различных типов. Например, методы на основе пространственной селекции сигналов подавляют любой мешающий сигнал, если он поступает с направления, которое не соответствует направлению прихода аутентичных спутниковых сигналов.

В соответствии с высказанными соображениями относительно классификации методов подавления помех в данной статье рассматриваются следующие группы методов борьбы с помехами ГНСС (рис. 1).

Методы подавления помех ГНСС во временной области (Time Domain – TD) не требуют преобразования входного сигнала в другую область для последующей обработки [7–23]. Они характеризуются удалением из принятого сигнала временных фрагментов, пораженных помехой, и применяются, в основном, для борьбы с импульсными помехами. Отдельную подгруппу составляют методы борьбы со специфическими помехами, формат которых известен – так называемые методы последовательного исключения помех (Successive Interference Cancellation – SIC). К этой же группе методов чаще всего относят использование адаптивных режекторных фильтров (АРФ) (Adaptive Notch Filters – ANF), позволяющих подавлять узко-

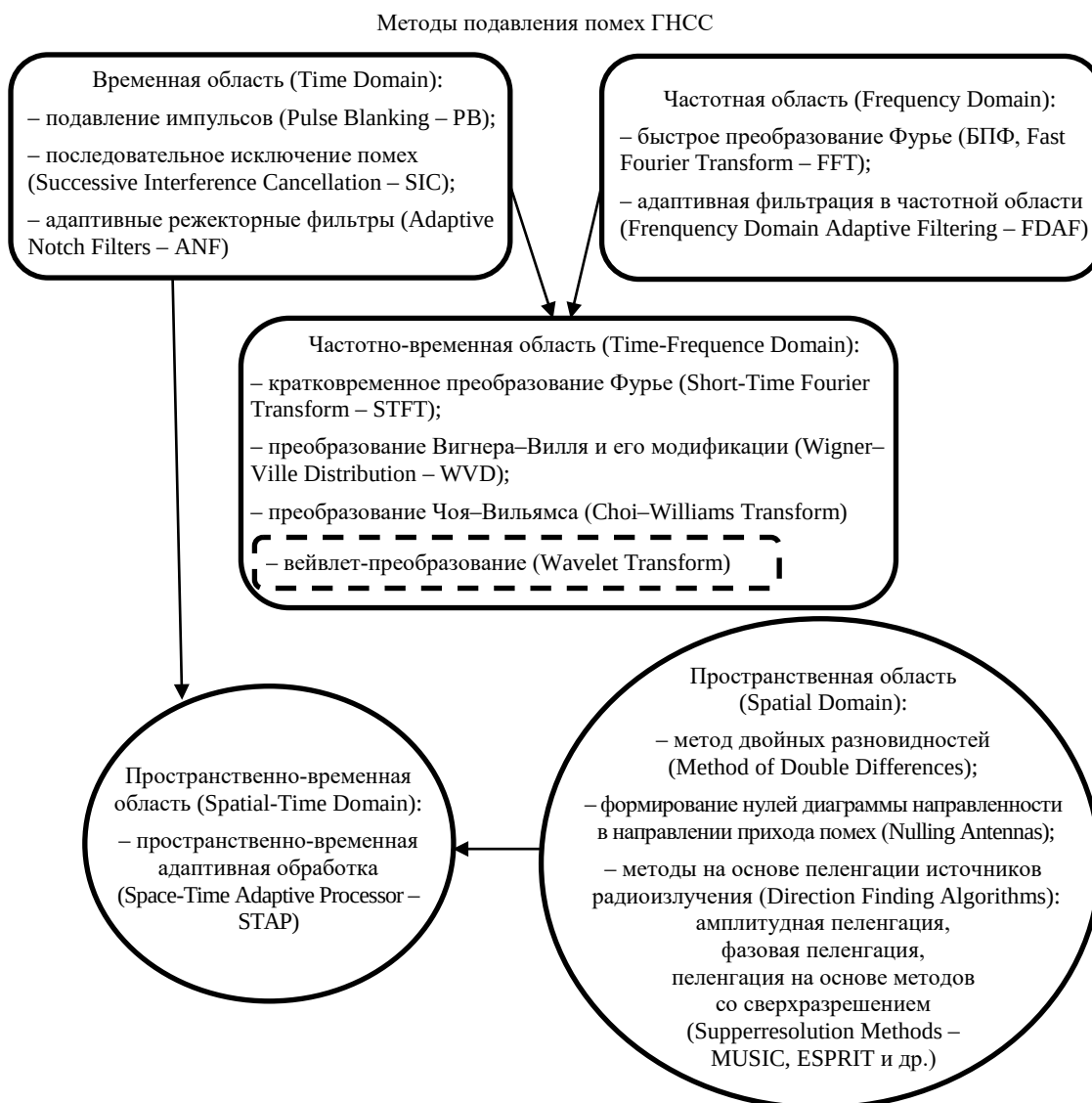


Рис. 1. Предлагаемый вариант классификации методов подавления помех при приеме сигналов ГНСС

Fig. 1. Proposed classification of GNSS interference mitigation methods

полосные помехи. Отнесение АРФ к методам, использующим обработку сигналов во временной области, связано с некоторой неоднозначностью. С одной стороны, применение АРФ не требует преобразования сигналов из временной области в другую, с другой – подавление помеховых составляющих происходит в частотной области. В данной статье принят наиболее распространенный подход, основанный на главном классификационном признаке – области обработки сигналов (в данном случае это временная область), хотя в некоторых источниках встречается упоминание АРФ как метода, применяемого в частотной области.

Методы подавления помех ГНСС в частотной области (Frequency Domain – FD) основаны на использовании спектрального анализа принятого сигнала с применением различных модификаций быстрого преобразования Фурье (БПФ) (Fast Fourier Transform – FFT) [24–30]. После обнаружения пораженных помехами участков спектра производится "вырезание" этих участков с помощью цифровых фильтров и последующее восстановление сигнала методом обратного БПФ.

Методы, реализуемые в частотно-временной области (Time-Frequency Domain – TFD), за счет применения различных преобразований формируют представление сигналов в плоскости "время–частота", в которой выполняется процедура поиска и удаления составляющих, пораженных помехами [31–44]. Частотно-временное представление можно получить применив одно из множества описанных в литературе преобразований, каждое из которых имеет свои преимущества и недостатки. В статье кратко рассматриваются наиболее распространенные преобразования.

Другие группы методов подавления помех ГНСС планируется рассмотреть в следующей статье по данной тематике.

Один из разделов будет посвящен анализу *методов на основе вейвлет-преобразования*. Хотя их также можно отнести к методам, реализуемым в частотно-временной области, они все же обладают определенной спецификой и заслуживают отдельного рассмотрения.

Методы подавления помех ГНСС в пространственной области (Spatial Domain – SD) характеризуются использованием антенной си-

стемы, состоящей из нескольких элементов (минимум двух). Наиболее простой и дешевый метод этого типа – так называемый метод двойных разностей, использующий 2 или несколько типовых приемников ГНСС. Однако чаще применяются многоэлементные адаптивные антенные решетки (ААР) различной конфигурации. Методы с использованием ААР основаны либо на формировании диаграммы направленности с глубокими нулями в направлениях на источники помех, либо на пеленгации сигналов и построении пространственного спектра (пеленгационного рельефа) сигналов, принимаемых от всех источников радиоизлучения на входе приемника ГНСС. Последние называются пеленгацией со сверхразрешением (Superresolution Methods – MUSIC, ESPRIT и мн. др.).

Методы, реализуемые в пространственно-временной области (Spatial-Time Domain – STD), являются развитием подходов на основе пространственной обработки сигналов. Они базируются на использовании пространственно-временного адаптивного процессора (Space-Time Adaptive Processor – STAP), изменяющего свои характеристики в зависимости от изменения помеховой обстановки во времени.

У всех перечисленных методов есть свои плюсы и минусы. Некоторые методы очень эффективны, но достаточно сложны для реализации в аппаратуре и требуют значительных вычислительных затрат. С другой стороны, самые простые и экономически эффективные методы часто не могут противостоять современным устройствам, создающим блокирующие помехи или ложные сигналы ГНСС.

Методы, использующие обработку сигналов во временной области. *Подавление импульсных помех.* Среди различных способов борьбы с импульсными помехами особое внимание уделяется методу подавления импульсов (Pulse Blanking – PB) [7–10]. Основной принцип метода PB заключается в обнулении выборок на выходе аналого-цифрового преобразователя (АЦП), как только они превышают по амплитуде пороговое значение, которое определяется на основе ожидаемой мощности теплового шума.

Большинство работ, посвященных методу PB, не учитывают эффекты квантования сигналов. Экспериментальные результаты представ-

ляются с использованием АЦП с разрядностью не менее 8 бит [9], в то время как большинство современных приемников ГНСС для снижения аппаратных издержек работают с ограниченным количеством бит АЦП (1–3 бит). В отличие от других работ теоретическая модель, описанная в [10], учитывает не только количество бит, используемых для квантования, но и влияние автоматической регулировки усиления. Разработанная теория используется для выбора оптимальных параметров, которые минимизируют остаточные потери после подавления импульсов.

Последовательное исключение помех. Описывая методы, использующие обработку сигналов во временной области, нельзя не упомянуть метод "последовательного подавления помех" (Successive Interference Cancellation – SIC) [11, 12]. Этот метод применим для борьбы только с одним специфическим видом помех, связанным с излучением сигналов наземных передатчиков, называемых "pseudolites" (сокращение от "псевдоспутники"). Такие системы были предложены для дополнения ГНСС в условиях ограниченной видимости спутников, а также с целью существенного повышения точности получения навигационной информации, например при посадке воздушных судов в аэропортах. Одной из сложностей при их использовании является так называемая near-far problem ("проблема ближний-дальний"), когда в непосредственной близости от наземного псевдоспутника его сигнал может быть на порядки сильнее сигналов ГНСС. Это не позволяет типовому приемнику ГНСС обнаруживать сигналы от обычных навигационных спутников. Метод SIC помогает отследить слабые спутниковые сигналы в присутствии близлежащего псевдоспутника. Ранее этот метод был предложен для борьбы с многолучевым отражением сигналов и для решения проблем множественного доступа в системах беспроводной связи [12].

Метод SIC наиболее часто применяется в приемниках ГНСС, основанных на SDR-платформах, в которых несколько каналов могут работать параллельно. Каждый канал определяет параметры наиболее сильной составляющей из смеси принимаемых сигналов. По оценкам этих параметров наиболее сильная составляющая восстанавливается и вычитается

из смеси сигналов на входе приемника. На следующем этапе приемник снова выделяет самый сильный сигнал из оставшихся и вновь вычитает его из входного сигнала. Процесс прекращается, когда отношение сигнал/шум падает ниже порогового значения, которое на несколько децибел превышает номинальный уровень аутентичных спутниковых сигналов [11].

В качестве примера использования метода SIC приведем результаты лабораторного моделирования с помощью MATLAB и эксперимента в реальных условиях, проведенного в районе аэродрома Райт-Паттерсон, штат Огайо (США) [11].

В процессе моделирования имитировались сигналы семи реальных спутников с номинальным уровнем мощности (17...20 дБ ниже уровня теплового шума) и сигнал псевдоспутника с уровнем мощности, превышающим уровень теплового шума на 10 дБ.

При проведении натурального эксперимента на приемной стороне сигнал поступал на полосовой фильтр с частотой 2 МГц и смеситель с промежуточной частотой 1.25 МГц. Затем с помощью 8-разрядного АЦП производилась дискретизация сигналов с частотой 5 МГц. Для получения экспериментальных данных использовались сигналы реальных спутников GPS. К ним применялись как обычные алгоритмы, так и алгоритмы с использованием SIC.

В табл. 1 представлены значения отношения сигнал/шум на выходе коррелятора, полученные в ходе моделирования и натурального эксперимента.

Результаты применения метода SIC сравниваются с результатами использования стандартного алгоритма обработки сигналов GPS-приемником. Анализ полученных данных показывает, что в присутствии сильных сигналов псевдоспутников применение метода SIC позволяет увеличить отношение сигнал/шум на выходе коррелятора для сигналов реальных спутников на 15...18 дБ и тем самым надежно выделить навигационную информацию из реальных сигналов ГНСС.

Использование АРФ. Среди различных методов подавления помех ГНСС, не требующих преобразования сигналов в частотную, частотно-временную или другие области, привлекательным решением с точки зрения относительно невысокой сложности и малых вычисли-

Табл. 1. Результаты моделирования и натурного эксперимента с целью оценки эффективности применения метода SIC
Tab. 1. Results of modeling and field experiment to evaluate the SIC method effectiveness

Данные моделирования			Экспериментальные данные		
Номер спутника	Отношение сигнал/шум, дБ		Номер спутника	Отношение сигнал/шум, дБ	
	Без метода SIC	С методом SIC		Без метода SIC	С методом SIC
5	–7.7	8	3	–9	8.4
6	–7	8.8	14	–8.8	8.2
10	–8.2	7	16	–10.2	7.6
13	–9	7.7	18	–11.3	8.3
22	–8.7	7.6	19	–12	6.9
24	–8	7.8	25	–9.5	8.4
30	–6.4	8.3	31	–7.4	8.1

тельных затрат является АРФ [13–23]. Методы подавления помех ГНСС с помощью АРФ предназначены для борьбы с узкополосными помехами и основываются на режекции пораженных участков спектра.

Наиболее часто используется реализация АРФ на основе фильтров с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) (Infinite Impulse Response – IIR). БИХ-фильтр проще в реализации по сравнению с соответствующим фильтром с конечной импульсной характеристикой (КИХ) (Finite Impulse Response – FIR) для той же полосы пропускания. Этот момент оказывается решающим, хотя КИХ-фильтр абсолютно устойчив и имеет линейную фазочастотную характеристику. АРФ может быть реализован в различных формах, например таких, как решетчатая БИХ-структура (Lattice Structure IIR Filter) [13, 15, 21], билинейный БИХ-фильтр (Bilinear IIR Filter) и БИХ-фильтр с ограниченными полюсами и нулями (Adaptive IIR Notch Filters with Constrained Poles and Zeros) [15].

Поскольку частота помехи, как правило, неизвестна и может изменяться во времени, в состав АРФ входит адаптивный модуль, позволяющий оценить центральную частоту и ширину полосы мешающего излучения. Многие исследования продемонстрировали эффективность применения АРФ при подавлении тональных и узкополосных помех [15, 18, 22, 23].

Типовой АРФ содержит многоотводную линию задержки, весовой сумматор и адаптивный модуль, который оценивает параметры помехи и рассчитывает весовые коэффициенты. Выходной сигнал АРФ формируется как взвешенная сумма задержанных на различное

время копий входного сигнала. Сущность обработки сигналов в АРФ состоит в таком подборе весовых коэффициентов, чтобы полезный сигнал был принят в наилучших условиях, а помеха была максимально подавлена.

В общем случае в условиях, когда параметры помех неизвестны, для расчета и подстройки весовых коэффициентов используются различные алгоритмы адаптации. В частности, в литературе предлагаются алгоритмы простого градиента (Plain Gradient – PG) [15], рекурсивной ошибки предсказания (Recursive Prediction Error – RPE), решетчатые алгоритмы (Lattice Gradient Algorithm – LGA и Simplified Lattice Algorithm – SLA) [21] и др. Общий для всех этих алгоритмов подход заключается в том, что весовые коэффициенты вычисляются посредством нескольких итераций.

В качестве примера приведем двухполосный АРФ, предложенный в [14] для подавления непрерывной узкополосной помехи. Его передаточная функция задается следующим выражением:

$$H(z) = \frac{1 - 2 \operatorname{Re}\{z_0\} z^{-1} + |z_0|^2 z^{-2}}{1 - 2k_\alpha \operatorname{Re}\{z_0\} z^{-1} + k_\alpha^2 |z_0|^2 z^{-2}},$$

где z_0 – ноль на z -плоскости, соответствующий частоте помехи; $\operatorname{Re}\{z_0\}$ – вещественная часть комплексного параметра z_0 . Вещественный параметр $0 < k_\alpha < 1$, называемый коэффициентом сжатия полюсов, определяет ширину полосы задержки режекторного фильтра. Чем ближе значение k_α к единице, тем меньше вырезаемая часть частотного спектра, а следовательно, и влияние АРФ на полезный сигнал.

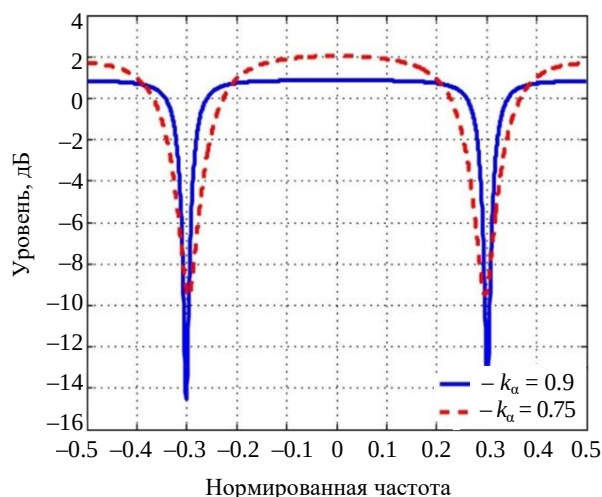


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика АРФ второго порядка при двух значениях коэффициента сжатия полюсов [14]

Fig. 2. Two-pole notch filter transfer function for two different contraction factors [14]

Однако по соображениям стабильности БИХ-фильтра значения k_α нельзя выбирать сколь угодно близко к единице. К тому же, необходимо учитывать реальную полосу частот, занимаемую помехой. На рис. 2 приведена амплитудно-частотная характеристика такого АРФ при двух значениях коэффициента сжатия полюсов.

Методы подавления помех ГНСС, использующие обработку сигналов во временной области, достаточно просты в реализации, но в общем случае не столь эффективны, как более сложные методы с применением преобразования сигналов в частотную, частотно-временную и другие области.

Методы, использующие обработку сигналов в частотной области. В отличие от методов, использующих обработку сигналов во временной области, для применения спектрального анализа необходимо преобразовать принимаемый сигнал в частотную область. Для этого традиционно используется БПФ, чаще всего – его дискретная реализация [24–30].

Полученные оценки спектральной плотности мощности принятого сигнала сравниваются с некоторым пороговым значением, которое определяется в соответствии с выбранной статистической моделью и заданным критерием обнаружения помех. Если составляющие в какой-либо части спектра превышают этот порог, соответствующие частотные компоненты обнуляются с последующим восстановлением оставшейся части

сигнала во временной области с помощью обратного преобразования Фурье [24–28]. Этот метод называется адаптивной фильтрацией в частотной области (Frequency-Domain Adaptive Filtering – FDAF) [26–30] или подавлением помех в частотной области (Frequency-Domain Interference Suppression – FDIS) [25]. Он позволяет быстро и эффективно устранять помехи с различными характеристиками и способен бороться с несколькими помехами одновременно [25, 26]. Важно, однако, чтобы суммарная полоса частот помех была существенно меньше полосы сигнала ГНСС, в противном случае возможно заметное искажение полезного сигнала. Таким образом, метод FDAF целесообразно применять для борьбы с тональными и относительно узкополосными помехами.

Если частота дискретизации не кратна частоте узкополосной помехи, разрывы на границах временной выборки, используемой в качестве исходных данных для БПФ, будут расширять получаемый частотный спектр. Этот эффект называется "утечкой спектра". Один из способов уменьшить влияние разрывов, возникающих при взятии отсчетов для БПФ, – использование "оконных функций". Оконные функции уменьшают эффект утечки спектра, но вызывают некоторую деформацию сигналов после восстановления во временной области.

Один из относительно простых способов преодоления этих эффектов – использование двух параллельно включенных модулей FDAF (Dual-FDAF). При этом один из них работает с задержкой на половину длительности выборки [26, 29].

В качестве примера оценки эффективности описанных ранее методов подавления помех ГНСС приведем результаты экспериментов с приемом сигналов систем GPS и Galileo с различными видами модуляции при воздействии на стандартный приемник ГНСС помех, излучаемых упомянутыми ранее типовыми устройствами защиты конфиденциальности (Privacy Protection Devices – PPD) [29]. Хотя в большинстве стран использование этих устройств запрещено законом, их можно легко и недорого приобрести через Интернет. Три таких устройства, использованных для проведения экспериментов, показаны на рис. 3. PPD 1 дороже, чем два других PPD, но имеет автономный аккумулятор и поддерживает излучение помех для нескольких систем (GSM,

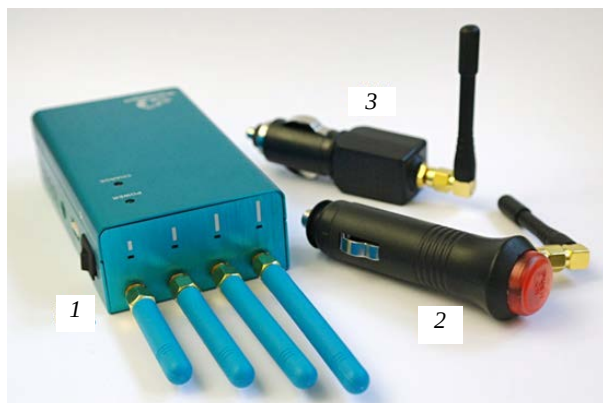


Рис. 3. Устройства защиты конфиденциальности [29]

Fig. 3. Three privacy protection devices used in the study [29]

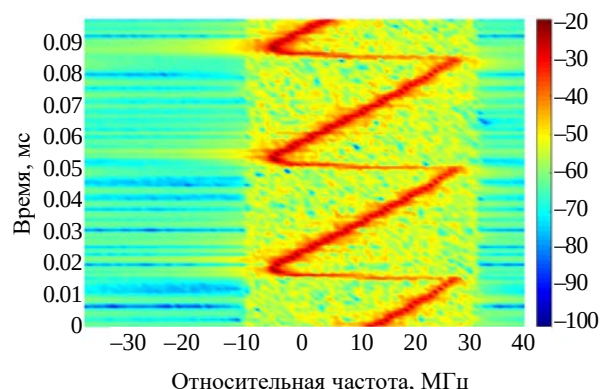


Рис. 4. Сигнал, излучаемый PPD #2 [29]

Fig. 4. Signal emitted by PPD #2 [29]

Wi-Fi, все типы ГНСС). Более дешевые устройства PPD 2 и 3 предназначены для подключения к гнезду прикуривателя в автомобиле и создают помехи только в диапазоне частот GPS L1. На рис. 4 показан сигнал PPD #2 в частотно-

временной плоскости. Видно, что PPD #2 передает непрерывный сигнал с линейной частотной модуляцией (chirp interference).

На рис. 5 приведены результаты экспериментов по приему сигналов ГНСС при мешающем воздействии помех, создаваемых PPD #2, в случае применения трех ранее описанных методов подавления помех ГНСС: APФ, FDAF и Dual-FDAF.

На графиках представлены зависимости снижения отношения сигнал/шум C/N_0 от мощности помех. Анализ графиков показывает, что без применения методов подавления помех наблюдается монотонное снижение отношения C/N_0 с ростом мощности помех. В то же время использование рассматриваемых методов подавления помех позволяет поддерживать качество приема сигналов ГНСС на приемлемом уровне даже при существенных значениях мощности помехового воздействия.

Методы с использованием представления сигналов в частотно-временной области. Подавление помех ГНСС основано на обнаружении помеховых составляющих и удалении их из принимаемого радиоизлучения с минимально возможным повреждением структуры полезного сигнала. С этой целью часто оказывается полезным представление принимаемого излучения в некоторой области (Transformed Domain – TD), отличной от классических областей обработки сигналов, – временной или частотной. Смысл представления сигналов в дру-

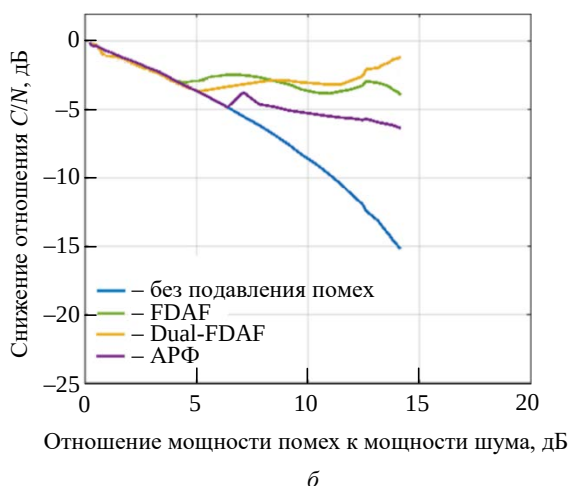
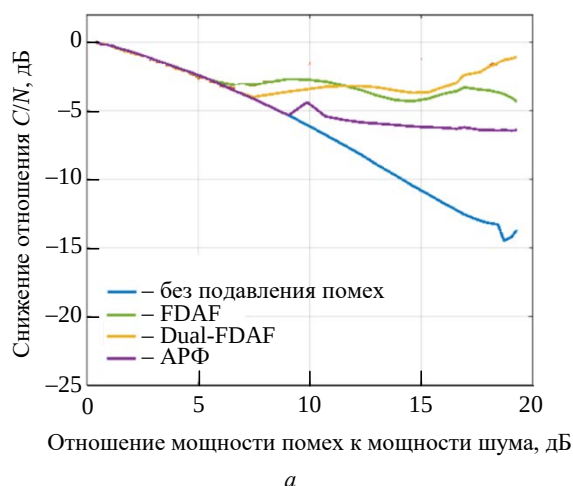


Рис. 5. Результаты экспериментов при мешающем воздействии помех от устройства PPD #2: а – при приеме сигналов GPS L1 C/A с модуляцией BPSK(1); б – при приеме сигналов Galileo E1 B/C с модуляцией BOC(1, 1) [29]

Fig. 5. Experimental results under the interfering influence of PPD #2 signal: а – when receiving signals of GPS L1 C/A signals with BPSK(1) modulation; б – when receiving signals of Galileo E1 B/C signals with BOC(1, 1) modulation [29]

гой – обычно двумерной – области состоит в том, чтобы эффективнее разделить полезные и помеховые составляющие, используя дополнительную информацию. Выбор наилучшего ТД-преобразования зависит от природы источника помех, от выбранного метода их устранения и от допустимой сложности его реализации.

В литературе чаще всего описываются методы подавления помех, использующие представление сигналов в двумерных областях. Они включают анализ входного сигнала с помощью того или иного преобразования с построением соответствующего профиля в двумерной области (например, частотно-временной), идентификацию помех в этой области на основе определенного критерия, исключение отсчетов, относящихся к помехе, и восстановление сигнала во временной области с помощью обратного преобразования.

Рассмотрим методы с использованием преобразований, обеспечивающих представление принимаемого сигнала в частотно-временной области (Time-Frequency Domain – TFD).

Классический и часто используемый метод анализа нестационарных сигналов в частотно-временной области базируется на кратковременном преобразовании Фурье (Short-Time Fourier Transform – STFT). Применение STFT в целях анализа сигналов и подавления помех ГНСС с помощью представления сигналов в частотно-временной области широко освещено в [31–44].

Преобразование STFT основано на том, что анализируемый сигнал умножается на оконную функцию, отличную от нуля только в течение некоторого короткого промежутка времени. Затем выполняется преобразование Фурье каждого сегмента по мере сдвига окна вдоль оси времени, в результате чего получается двумерное представление сигнала. В случае непрерывного времени кратковременное преобразование Фурье определяется следующим образом [31–33, 36–39, 41]:

$$\text{STFT}(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} y_a(\tau) h(\tau - t) e^{-i\omega\tau} d\tau,$$

где ω – угловая частота; τ – временной сдвиг; $y_a(\tau)$ – аналитическое представление принимаемого сигнала; $h(\tau)$ – оконная функция, вещественная и четная с центром в нуле (к часто

используемым оконным функциям относятся окна Хэмминга, Ханнинга, Чебышева, Кайзера и Гаусса). $\text{STFT}(t, \omega)$ – линейная функция времени t и угловой частоты ω , зависящая от типа и параметров выбранной оконной функции, отличается от классического преобразования Фурье только наличием множителя $h(\tau - t)$.

В результате применения кратковременного преобразования Фурье получается комплексная величина, и ее визуальное представление достигается возведением в квадрат. В итоге получается квадратичное частотно-временное представление QTFD (Quadratic Time-Frequency Distribution), называемое спектрограммой [31, 33, 36, 39–41]:

$$\text{SPEC}(t, \omega) = |\text{STFT}(t, \omega)|^2.$$

Анализ сигналов с помощью построения спектрограммы удобен в силу его линейности и относительной простоты. Однако ему присущ внутренний недостаток, связанный с применением оконной функции. Он проявляется в том, что одновременно получить хорошее разрешение по времени и частоте не удастся.

На рис. 6 показан нестационарный сигнал, состоящий из трех гауссовских компонент с тремя различными частотами и двумя разными положениями по времени. Предполагается, что сигнал представлен с помощью 250 временных отсчетов, а значения амплитуд и частот нормированы и не выходят за пределы интервалов $[-2, 2]$ и $[0, 0.5]$ соответственно.

На рис. 7 показаны проекции спектрограмм этого сигнала на плоскость "время–частота",

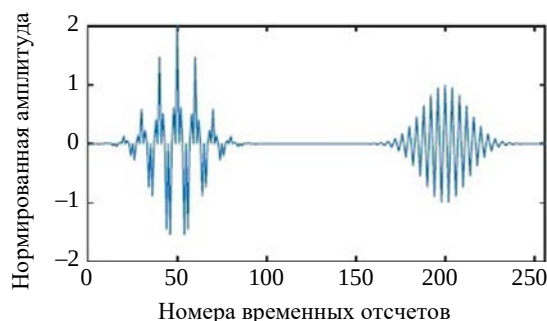


Рис. 6. Нестационарный сигнал, состоящий из трех гауссовских компонент [39]

Fig. 6. Non-stationary signal consisting of three Gaussian components [39]

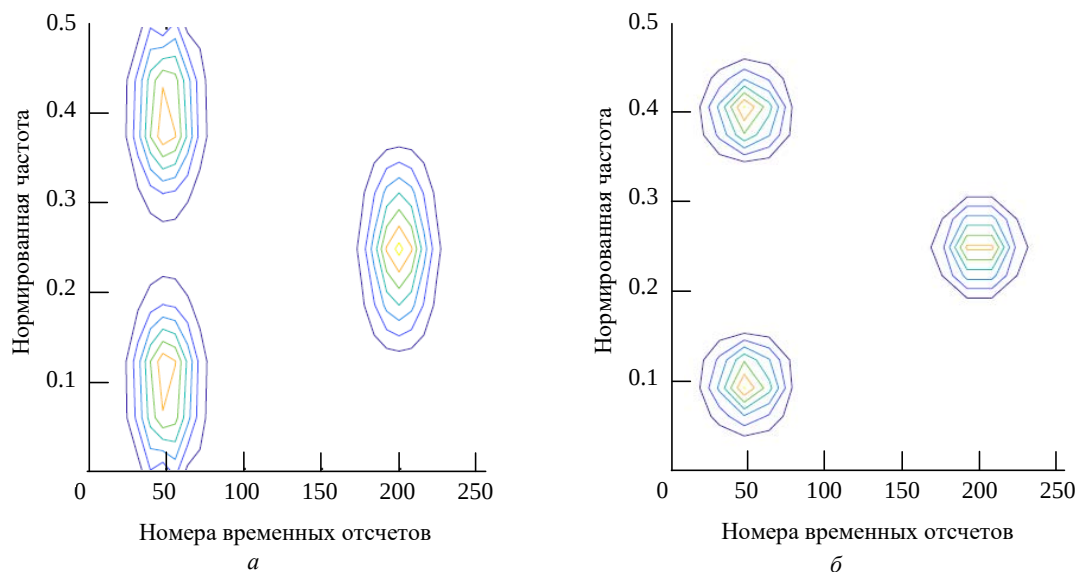


Рис. 7. Проекция спектрограмм сигнала, представленного на рис. 6, на плоскость "время-частота", полученные с применением окна Хэмминга при размере окна: a – из 15 отсчетов; b – из 31 отсчета [39]

Fig. 7. Spectrogram projection of the signal shown in Fig. 6 onto the time–frequency plane obtained using the Hamming window with a window size: a – of 15 samples; b – of 31 samples [39]

включающие 3 пика в точках, соответствующих реальным значениям частот и временного положения исходного сигнала [39]. Спектрограммы получены при использовании окна Хэмминга, состоящего из 15 (рис. 7, a) и 31 (рис. 7, b) отсчета.

Видно, что пики спектрограммы имеют конечную ширину по обеим осям частотно-временной плоскости. Попытка улучшить разрешение по частоте за счет увеличения размера "окна" приводит к ухудшению разрешения по времени и наоборот. В результате выбор окна для представления сигнала с помощью STFT связан с необходимостью принятия компромиссного решения, какой из двух параметров – частота или время – важнее в каждом конкретном случае.

Чтобы избежать этой проблемы, для перехода в частотно-временную область часто используют преобразование Вигнера–Вилля (Wigner–Ville Distribution – WVD) [31–33, 37–41]. В этом случае преобразование Фурье применяется к мгновенной функции автокорреляции $R(t, \tau)$ анализируемого сигнала:

$$\begin{aligned} \text{WVD}(t, \omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} R(t, \tau) e^{-i\omega\tau} d\tau = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} y_a\left(t + \frac{\tau}{2}\right) y_a^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-i\omega\tau} d\tau, \end{aligned}$$

где ω – угловая частота; символ $*$ обозначает комплексное сопряжение.

Как видно из этого выражения, преобразование WVD является квадратичным. Оно обладает рядом полезных свойств, которые позволяют оценить распределение энергии сигнала в частотно-временной области с хорошим разрешением по времени и частоте. Кроме того, преобразование любого сигнала с помощью WVD всегда вещественно и дает представление сигнала в частотно-временной области с ограничением по времени и по частоте [40, 41]:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{WVD}(t, \omega) d\omega &= |y_a(t)|^2; \\ \int_{-\infty}^{+\infty} \text{WVD}(t, \omega) dt &= |Y_a(\omega)|^2, \end{aligned}$$

где $Y_a(\omega)$ – спектр анализируемого сигнала. Соответственно, суммируя WVD по всем частотам, можно получить мгновенную энергию сигнала в конкретный момент времени, а сумма по всей временной оси дает мощность сигнала на конкретной частоте.

Несмотря на то, что WVD обладает многими полезными свойствами и обеспечивает почти оптимальное разрешение по времени и частоте среди всех методов преобразования сигналов в частотно-временную область, его главный недостаток заключается в нежелательных перекрестных составляющих [38–41]. Поскольку это пре-

образование является квадратичным, а следовательно, нелинейным, то WVD суммы сигналов не равно сумме WVD каждого из этих сигналов из-за наличия перекрестных составляющих в формуле квадрата суммы. В результате, если сигнал содержит хотя бы 2 компоненты, его WVD в частотно-временной области содержит ложные составляющие, которые возникают посередине между аутентичными пиками, адекватно характеризующими распределение энергии сигнала. Эти ложные пики не имеют физического смысла, но могут превышать аутентичные пики по уровню в 2 раза.

В качестве примера на рис. 8, а показан результат преобразования WVD для нестационарного сигнала, представленного на рис. 6, а соответствующая проекция на плоскость "время–частота" изображена на рис. 8, б. Видно, что, с одной стороны, преобразование Вигнера–Вилля обладает лучшим разрешением по времени и частоте по сравнению со спектрограммой, а с другой – между аутентичными пиками спектрограммы возникают 3 ложные перекрестные составляющие, превышающие по уровню реальные компоненты.

Разумным подходом к частичному ослаблению перекрестных составляющих является введение в WVD функции низкочастотной фильтрации. Это приводит к так называемому псевдопреобразованию Вигнера–Вилля (Pseudo Wigner–Ville Distribution – PWVD) [33, 39–41]. Оно

включает достаточно простой метод подавления перекрестных составляющих между компонентами, достаточно удаленными друг от друга во времени, и записывается следующим образом:

$$\begin{aligned} \text{PWVD}(t, \omega) &= \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) y_a\left(t + \frac{\tau}{2}\right) y_a^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-i\omega\tau} d\tau = \\ &= \text{WVD}(t, f) * H(f), \end{aligned}$$

где $h(\tau)$ – оконная функция, симметричная относительно $\tau = 0$; $H(f)$ – преобразование Фурье от оконной функции $h(\tau)$; символ $*$ в данном случае обозначает операцию свертки. Таким образом, PWVD представляет собой свертку WVD и спектра оконной функции, что уменьшает количество перекрестных составляющих и их амплитуду с помощью сглаживания.

Ослабление перекрестных составляющих при использовании PWVD достигается за счет потери некоторых положительных свойств преобразования Вигнера–Вилля, в частности, за счет снижения разрешения по частоте. Чтобы уменьшить влияние перекрестных составляющих и в то же время сохранить полезные свойства WVD, вводится другой метод, использующий дополнительное окно для сглаживания по времени независимо от сглаживания по частоте. Такое преобразование носит назва-

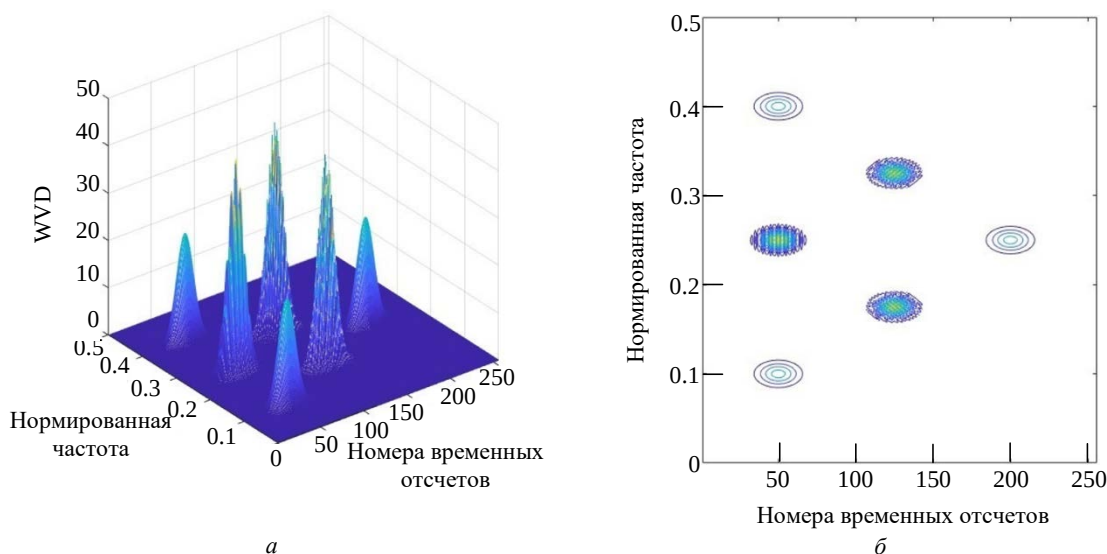


Рис. 8. Преобразование сигнала, представленного на рис. 6, в частотно-временную область с помощью преобразования Вигнера–Вилля (а) и его проекция на плоскость "время–частота" (б) [39]

Fig. 8. Transformation of the signal shown in Fig. 6 into the time-frequency domain using the Wigner–Ville transform (a) and its projection onto the time-frequency plane (b) [39]

ние сглаженного псевдораспределения Вигнера–Вилля (Smoothed Pseudo Wigner–Ville Distribution – SPWVD) [33, 39–41]. Очевидно, однако, что его применение требует дополнительных вычислительных ресурсов.

В качестве примера оценки эффективности методов подавления помех ГНСС с использованием представления сигналов в частотно-временной области приведем результаты эксперимента, описанного в [32]. При проведении эксперимента использовался реальный сигнал GPS L1 C/A. Для моделирования интерференции в виде периодически повторяющихся импульсов с линейной частотной модуляцией (chirp interference) использовался генератор помех, управляемый компьютером. Основные параметры эксперимента приведены в табл. 2.

Табл. 2. Параметры эксперимента для оценки эффективности методов подавления помех ГНСС с использованием представления сигналов в частотно-временной области [32]

Tab. 2. Experimental parameters for evaluating the effectiveness of GNSS interference mitigation methods using the signal representation in the time-frequency domain [32]

Параметр	Значение
Отношение мощности сигнала к мощности шума (C/N_0)	42 дБ-Гц
Отношение мощности помехи к мощности шума (JNR)	2 дБ
Частота дискретизации	20 МГц
Промежуточная частота	4 МГц
Начальная частота помехи	2.5 МГц
Период изменения частоты помехи	1 мс
Скорость изменения частоты помехи	14 МГц/с

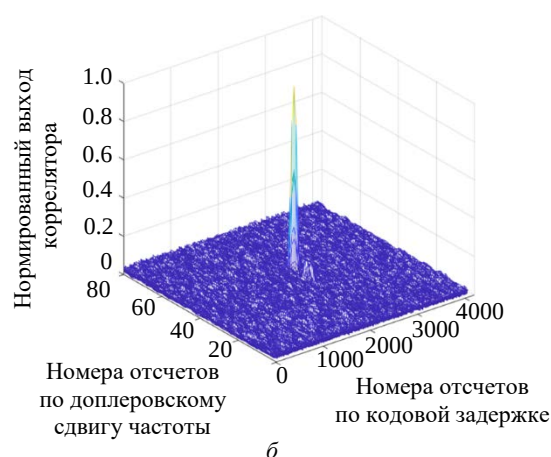
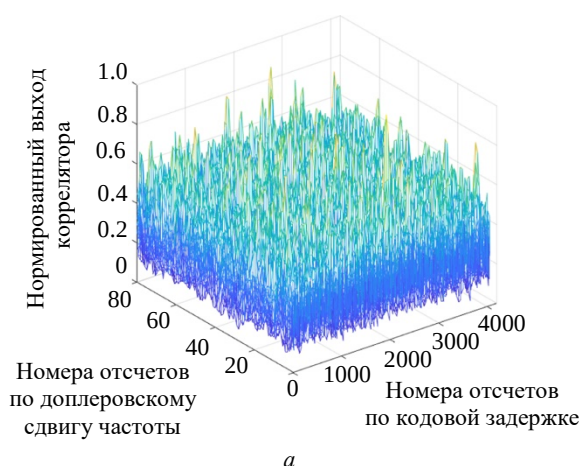


Рис. 9. Результаты эксперимента по оценке эффективности методов подавления помех ГНСС:
а – двумерное представление сигнала на выходе коррелятора до подавления помех;
б – то же представление сигнала после подавления помех [32]

Fig. 9. Results of an experiment to evaluate the effectiveness of GNSS interference mitigation methods:
а – two-dimensional representation of the signal at the correlator output before interference suppression,
б – the same signal representation after interference mitigation [32]

На рис. 9 показаны результаты эксперимента в виде двумерного представления сигналов на выходе коррелятора стандартного приемника ГНСС до и после подавления помех с использованием преобразования сигналов в частотно-временную область.

Вид сигнала, получаемого на выходе коррелятора, демонстрирует очевидный эффект от подавления помех. В отсутствие подавления помех сигнал GPS L1 C/A полностью скрыт мешающими составляющими (рис. 9, а). В то же время после подавления помех явно выраженный сигнальный пик (рис. 9, б) позволяет с достаточной точностью определить кодовую задержку и доплеровский сдвиг частоты, необходимые для получения навигационной информации.

В литературе описаны различные варианты дальнейшего совершенствования перечисленных методов с использованием преобразования анализируемых сигналов в частотно-временную область. В рамках настоящей статьи ограничимся лишь кратким описанием наиболее известных из предлагаемых методов и ссылками на соответствующие литературные источники.

1. *Переназначенное сглаженное псевдораспределение Вигнера–Вилля (Reassigned Smoothed Pseudo Wigner–Ville Distribution – RSPWVD)* [33, 37, 41] отличается от SPWVD тем, что с учетом неравномерности двумерной спектрограммы в пределах скользящего окна по времени и по частоте усреднение осуществляется с соответствующими весами.

ющим переносом расчетной точки (t, ω) в плоскости "время–частота" из геометрического центра двумерного окна в его "центр тяжести" (t', ω'). Такой подход позволяет более точно оценить локальное распределение энергии анализируемого сигнала в районе расчетной точки [41]. RSPWVD позволяет практически устранить влияние перекрестных составляющих и в то же время обладает хорошим разрешением как во временной, так и в частотной областях.

2. Множественное кратковременное преобразование Фурье (Multiple Short-Time Fourier Transform – MSTFT) использует различные по длительности скользящие окна, чтобы улучшить разрешение STFT. Это достигается за счет некоторого увеличения вычислительной нагрузки. В [36] предлагается методика поиска близкого к оптимальному набора окон, при котором MSTFT дает высокую точность обнаружения блокирующих помех. Это обеспечивает возможность эффективного применения режекторного фильтра для подавления помех ГНСС с минимальным удалением части полезного сигнала.

3. Сглаженное псевдораспределение Вигнера–Хафа (Smoothed Pseudo-Wigner–Hough Transform – SPWHT) предложено использовать для обнаружения и подавления помех ГНСС в [39]. Суть предложения состоит в совместном применении ранее рассмотренного сглаженного псевдораспределения Вигнера–Вилля (SPWVD) и преобразования Хафа (Hough Transform). Последнее представляет собой вычислительный алгоритм, применяемый для параметрической идентификации геометрических элементов растрового изображения. Преобразование Хафа используется при цифровой обработке изображений и предназначено для поиска объектов, принадлежащих определенному классу фигур. Его обычно применяют для выделения объектов определенной формы в пространстве изображения. Это, в частности, позволяет свести сложный процесс обнаружения в пространстве изображений к относительно простой задаче обнаружения локальных пиков в пространстве параметров. Классический алгоритм Хафа связан с идентификацией прямых линий в изображении. Наиболее распространенный вид блокирующих помех ГНСС – излучение мешающих сигналов с линейной частотной модуляцией. Поскольку проекции их спектрограммы на

плоскость "время–частота" представляют собой контуры, близкие к прямым линиям, то для их идентификации можно использовать алгоритм Хафа. В [39] анализируется применение алгоритма Хафа в комбинации с рассмотренными ранее методами WVD, PWVD, SPWVD и делается вывод, что SPWHT заметно повышает эффективность подавления помех ГНСС по сравнению с традиционными подходами, основанными на частотно-временном анализе.

4. Преобразование Чоя–Вильямса (Choi–Williams Transform), как и все преобразования на базе распределения Вигнера, относится к классу нелинейных преобразований Коэна [42, 43]. Все преобразования из класса Коэна, с одной стороны, обладают хорошими частотно-временными свойствами по сравнению с другими преобразованиями, а с другой – при анализе многокомпонентных сигналов имеют ложные перекрестные составляющие. Последние приводят к искажению истинного распределения энергии по времени и частоте. В выражение для преобразования Чоя–Вильямса входит управляющий параметр $\sigma > 0$, который является коэффициентом масштабирования. Если σ стремится к бесконечности, то преобразование Чоя–Вильямса трансформируется в преобразование Вигнера–Вилля. При эффективном выборе управляющего параметра удастся существенно снизить влияние перекрестных составляющих и в то же время сохранить положительные свойства данного класса преобразований, обеспечивающих, в том числе, хорошее разрешение по времени и частоте [43].

Заключение. Многообразие предлагаемых в литературе методов борьбы с помехами при приеме сигналов ГНСС может вызвать существенные затруднения при выборе наиболее эффективного и в то же время адекватного с экономической точки зрения метода обеспечения помехоустойчивости в каждом конкретном случае применения оборудования ГНСС. Приведенные в статье результаты аналитического обзора наиболее распространенных и эффективных методов борьбы с помехами ГНСС призваны помочь исследователям и разработчикам сократить время на изучение множества подходов к решению данной проблемы, предложенных на сегодняшний день в литературе.

Выбор наиболее подходящего метода зависит от условий и целей каждой отдельной разработки. В значительной мере этот выбор определяется допустимой сложностью применяемого радиооборудования и вычислительных средств. Очевидно, что в случае разработки специализированных корпоративных и военных приложений, для которых не столь сильны ограничения по сложности и стоимости разработки, возможно применение эффективных и затратных методов обеспечения помехоустойчивости аппаратуры ГНСС, которые не доступны для использования на массовом рынке.

Изобилие публикаций по теме статьи свидетельствует о том, что проблема борьбы с помехами ГНСС не только сохраняет свою актуальность, но и в определенной мере обостряется в связи с целым рядом обстоятельств. Так ускоренное внедрение новых спутниковых технологий, включая гибридные сети связи 5G, 5GA и 6G, использующие спутниковый сегмент [44, 45], приводит к повышению плотности занятия радиочастотного спектра и повышению вероятности оказания не преднамеренного мешающего воздействия на

другие спутниковые системы, в том числе ГНСС. В то же время быстрое развитие радиотехнологий и вычислительной техники приводит к повышению доступности и удешевлению аппаратуры и программного обеспечения для изобретения новых, достаточно сложных способов преднамеренного воздействия на приемники ГНСС.

В связи с этим очевидно, что исследования в области защиты от непреднамеренных и имитационных помех ГНСС будут продолжаться и далее, а это в свою очередь приведет к появлению все новых и новых методов обнаружения и подавления помех при приеме сигналов спутниковых навигационных систем.

В литературных источниках предлагается множество подходов к подавлению помех ГНСС, не рассмотренных в данной статье. В частности, в следующей статье планируется привести результаты аналитического обзора эффективных методов подавления помех ГНСС на базе вейвлет-преобразования и методов, использующих обработку сигналов в пространственной и пространственно-временной областях.

Список литературы

1. Sharifi-Tehrani O., Ghasemi M. H. A Review on GNSS-Threat Detection and Mitigation Techniques // Cloud Computing and Data Science. 2022. Vol. 4, № 2. P. 161–185. doi: 10.37256/ccds.4320231678
2. Ioannides R. T., Pany T., Gibbons G. Known Vulnerabilities of Global Navigation Satellite Systems, Status and Potential Mitigation Techniques // Proc. of the IEEE. 2016. Vol. 104, № 6. P. 1174–1194. doi: 10.1109/JPROC.2016.2535898
3. Dosis F., Di Torino P. GNSS Interference, Threats and Countermeasures. Norwood: Artech House, 2015. 220 p.
4. Protecting GNSS Receivers from Jamming and Interference / G. X. Gao, M. Sgammini, M. Lu, N. Kubo // Proc. of the IEEE. 2016. Vol. 104, № 6. P. 1327–1338. doi: 10.1109/JPROC.2016.2525938
5. Коломенский К. Ю. Методы обнаружения помех при приеме сигналов глобальных навигационных систем. Ч. I // Электросвязь. 2024. № 10. С. 44–51. doi: 10.34832/ELSV.2024.59.10.007
6. Коломенский К. Ю. Методы обнаружения помех при приеме сигналов глобальных навигационных систем. Ч. II // Электросвязь. 2024. № 11. С. 39–48. doi: 10.34832/ELSV.2024.60.11.006
7. Suppression of pulsed interference through blanking / C. Hegarty, A. J. Van Dierendonck, D. Boby, M. Tran, T. Kim, J. Grabowski // Proc. of the IAIN World Congress and the Annual Meeting of the Institute of Navigation AM/ION, San Diego, United States, 26–28 June 2000. Institute of Navigation, 2000. P. 399–408.

8. Improved analytical models of SNIR degradation in presence of pulsed signals and impact of code-pulse synchrony / F. Soualle, M. Cattenoz, C. Zecha, K. Giger // Proc. 5th European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing, Toulouse, France, Dec. 2011. Institute Aéronautique et Spatial (IAS), 2011. P. 1–18.
9. Grabowski J., Hegarty C. Characterization of L5 receiver performance using digital pulse blanking // Proc. of the 15th Intern. Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2002), Portland, United States, 24–27 Sept. 2002. Institute of Navigation, 2002. P. 1630–1635.
10. Borio D., Cano E. Optimal global navigation satellite system pulse blanking in the presence of signal quantization // IET Signal Process. 2013. Vol. 7, № 5. P. 400–410. doi: 10.1049/iet-spr.2012.0199
11. Application of successive interference cancellation to the GPS pseudolite near-far problem / P. H. Madhani, P. Axelrad, K. Krumvieda, J. Thomas // IEEE Trans. Aerospace Electronic Systems. 2003. Vol. 39, № 2. P. 481–488. doi: 10.1109/TAES.2003.1207260
12. Razzaque A. B. A., Baiocchi A. Analysis of Status Update in Wireless Networks with Successive Interference Cancellation // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2024. P. 1–16. URL: <https://arxiv.org/pdf/2409.00277> (дата обращения 07.08.2025)
13. Chien Y. Design of GPS Anti-Jamming Systems Using Adaptive Notch Filters // IEEE Systems J. 2015. Vol. 9, № 2. P. 451–460. doi: 10.1109/JSYST.2013.2283753

14. Borio D., Camoriano L., Presti L. Two-Pole and Multi-Pole Notch Filters: A Computationally Effective Solution for GNSS Interference Detection and Mitigation // IEEE System J. 2008. Vol. 2, № 1. P. 38–47.
doi: 10.1109/JSYST.2007.914780
15. Xiao Y., Takeshita Y., Shida K. Tracking properties of a gradient-based second-order adaptive IIR notch filter with constrained poles and zeros // IEEE Transactions Signal Processing. 2002. Vol. 50, № 4. P. 878–888.
doi: 10.1109/78.992134
16. El Gebali A., Landry R. J. Comparing the Performances between Adaptive Notch Filter Direct and Lattice Forms Structures for Mitigation Jamming Signals // Communications and Network. 2022. Vol. 14, № 3. P. 91–107.
doi: 10.4236/cn.2022.143007
17. Borio D., Gioia C. GNSS interference mitigation: A measurement and position domain assessment // Navigation: J. of The Institute of Navigation. 2021. Vol. 68, № 5. P. 93–114.
doi: 10.1002/navi.391
18. Musumeci L., Curran J. T., Dosis F. A Comparative Analysis of Adaptive Notch Filtering and Wavelet Mitigation against Jammers Interference // Navigation: J. of The Institute of Navigation. 2016. Vol. 63, № 4. P. 533–550.
doi: 10.1002/NAVI.167
19. Borio D. A multi-state notch filter for GNSS jamming mitigation // Intern. Conf. on Localization and GNSS, Helsinki, Finland, 24–26 June 2014. IEEE, 2014. P. 1–6.
doi: 10.1109/ICL-GNSS.2014.6934175
20. Borio D. A Loop analysis of adaptive notch filters // IET Signal Processing. 2016. Vol. 10, № 6. P. 659–669.
doi: 10.1049/iet-spr.2015.0310
21. A new lattice-based adaptive notch filtering algorithm with improved mean update term / S. Nakamura, S. Koshita, M. Abe, M. Kawamata // Asia-Pacific Signal and Information Proce. Association Annual Summit and Conf., Kaohsiung, Taiwan, 29 Oct.–01 Nov. 2013. IEEE, 2013. P. 1–4.
doi: 10.1109/APSIPA.2013.6694169
22. Khan N. A., Aguado L. E. Adaptive Notch Filter based Interference Characterization and Mitigation for GNSS Receivers // Proc. of the 37th Intern. Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation, Baltimore, Maryland, 16–20 Sept. 2024. Institute of Navigation, 2024. P. 2984–2994.
doi: 10.33012/2024.19819
23. Borio D., O'Driscoll C., Fortuny J. Fast and Flexible: Tracking and Mitigating a Jamming Signal with an Adaptive Notch Filter // Inside GNSS. 2014. Vol. 9. P. 67–73.
24. Yousif T., Blunt P. Interference Mitigation for GNSS Receivers Using FFT Excision Filtering Implemented on an FPGA // Eng. 2022. Vol. 3, № 4. P. 439–466.
doi: 10.3390/eng3040032
25. A Single-Chip Narrow-Band Frequency-Domain Excisor for a Global Positioning System (GPS) Receiver / P. T. Capozza, B. J. Holland, T. M. Hopkinson, R. L. Landrau // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2000. Vol. 35, № 3. P. 401–411.
doi: 10.1109/4.826823
26. HDDM Hardware Evaluation for Robust Interference Mitigation / F. Garzia, J. R. Van der Merwe, A. Rügamer, S. Urquijo, W. Felber // Sensors. 2020. Vol. 20, iss. 22. P. 1–24.
doi: 10.3390/s20226492
27. Liu Y.-J., Hu H.-Y. The research on GPS Frequency domain anti-jamming algorithms // 5th Intern. Conf. on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Beijing, China, 24–26 Sept. 2009. IEEE, 2009. P. 1–3.
doi: 10.1109/WICOM.2009.5302508
28. Borio D. Sub-band Robust GNSS Signal Processing for Jamming Mitigation // European Navigation Conf., Gothenburg, Sweden, 14–17 May 2018. IEEE, 2018. P. 72–83.
doi: 10.1109/EURONAV.2018.8433250
29. Evaluation of mitigation methods against COTS PPDs. / J. R. Van der Merwe, A. Rügamer, F. Garzia, W. Felber, J. Wendel // IEEE/ION Position, Location and Navigation Symp., Monterey, USA, 23–26 Apr. 2018. IEEE, 2018. P. 920–930.
doi: 10.1109/PLANS.2018.8373470
30. Musumeci L., Dosis F. A Comparison of Transformed-Domain Techniques for Pulsed Interference Removal on GNSS Signals // Intern. Conf. on Localization and GNSS, Starnberg, Germany, 25–27 June 2012. IEEE, 2012. P. 1–6.
doi: 10.1109/ICL-GNSS.2012.6253131
31. Time-Frequency Analysis for GNSSs / M. G. Amin, D. Borio, Y. D. Zhang, L. Galleani // IEEE Signal Processing Magazine. 2017. Vol. 34, № 5. P. 85–95.
doi: 10.1109/MSP.2017.2710235
32. Huang H., Sun K. Interference Detection and Suppression Based on Time-Frequency Analysis // Advances in Aerospace Science and Technology. 2022. Vol. 7, № 2. P. 97–111.
doi: 10.4236/aast.2022.72006
33. Qingshui L., Honglei Q. An improved method based on time-frequency distribution to detect time-varying interference for GNSS receivers with single antenna // IEEE Access. 2017. Vol. 7. P. 38608–38617.
doi: 10.1109/ACCESS.2019.2906262
34. Zhang P., Wu Q., Jing B. Interference Mitigation Low Complexity Subspace Tracking Method for Vehicle Positioning // Discrete Dynamics in Nature and Society. 2022. Vol. 2022, № 1. P. 1–12.
doi: 10.1155/2022/7502191
35. Savasta S., Presti L.L., Rao M. Interference Mitigation in GNSS Receivers by a Time-Frequency Approach // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2013. Vol. 49, № 1. P. 415–438.
doi: 10.1109/TAES.2013.6404112
36. Rezaei M. J., Mosavi M. R., Abedi M. New GPS anti-jamming system based on multiple short-time Fourier transform // IET Radar, Sonar and Navigation. 2016. Vol. 10, № 4. P. 807–815.
doi: 10.1049/iet-rsn.2015.0417
37. Sun K., Jin T., Yang D. A New Reassigned Spectrogram Method in Interference Detection for GNSS Receivers // Sensors. 2015. Vol. 15, № 9. P. 22167–22191.
doi: 10.3390/s150922167

38. Aldirmaz S., Durak L. Interference Excision in Spread Spectrum Communication Systems Based on STFT // *Progress in Electromagnetics Research*. 2008. Vol. 7. P. 309–320.
doi: 10.2528/PIERB08050803

39. A novel GNSS Interference Detection Method Based on Smoothed Pseudo-Wigner–Hough Transform / K. Sun, B. Yu, M. Elhajj, W.Y. Ochieng, T. Zhang, J. Yang // *Sensors*. 2021. Vol. 21, № 13. P. 1–22.
doi: 10.3390/s21134306

40. Sun K., Zhang M., Yang D. A New Interference Detection Method based on Joint Hybrid Time-Frequency Distribution for GNSS Receivers // *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2016. Vol. 65, № 11. P. 9057–9071.
doi: 10.1109/TVT.2016.2515718

41. Sun K., Jin T., Yang D. An Improved Time-Frequency Analysis Method in Interference Detection for GNSS Receivers // *Sensors*. 2015. Vol. 15, № 4. P. 9404–9426.
doi: 10.3390/s150409404

42. Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф. Чои–Вильямс-анализ сигналов с особенностями // *Радиофизика и радиоастрономия*. 2015. Т. 20, № 3. С. 223–237.
doi: 10.15407/rpra20.03.223

43. Choi–Williams Transform and Atomic Functions in Digital Signal Processing / V. F. Kravchenko, O. V. Lazorenko, V. I. Pustovoi, L. F. Chernogor // *Doklady Physics*. 2007. Vol. 52, № 4. P. 207–210.
doi: 10.1134/S102833580704009X

44. Коломенский К. Ю., Демидова А. Ю. Интеграция спутникового сегмента в спецификации 3GPP для сетей 5G. Ч. I // *Электросвязь*. 2023. Т. 43, № 6. С. 14–19.
doi: 10.34832/ELSV.2023.43.6.002

45. Коломенский К. Ю., Демидова А. Ю. Интеграция спутникового сегмента в спецификации 3GPP для сетей 5G. Ч. II // *Электросвязь*. 2023. Т. 43, № 7. С. 13–19.
doi: 10.34832/ELSV.2023.44.7.002

Информация об авторе

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

References

1. Sharifi-Tehrani O., Ghasemi M. H. A Review on GNSS-Threat Detection and Mitigation Techniques. *Cloud Computing and Data Science*. 2022, vol. 4, no. 2, pp. 161–185.
doi: 10.37256/ccds.4320231678

2. Ioannides R. T., Pany T., Gibbons G. Known Vulnerabilities of Global Navigation Satellite Systems, Status and Potential Mitigation Techniques. *Proc. of the IEEE*. 2016, vol. 104, no. 6, pp. 1174–1194.
doi: 10.1109/JPROC.2016.2535898

3. Dovi F., Di Torino P. GNSS Interference, Threats, and Countermeasures. Norwood, Artech House, 2015, 220 p.

4. Gao G. X., Sgammmini M., Lu M., Kubo N. Protecting GNSS Receivers from Jamming and Interference. *Proc. of the IEEE*. 2016, vol. 104, no. 6, pp. 1327–1338.
doi: 10.1109/JPROC.2016.2525938

5. Kolomensky K. Yu. Interference Detection for GNSS Receivers. Pt. I. *Electrosvyaz Magazine*. 2024, no. 10, pp. 44–51. (In Russ.)
doi: 10.34832/ELSV.2024. 59.10.007

6. Kolomensky K. Yu. Interference Detection for GNSS Receivers. Pt. II. *Electrosvyaz Magazine*. 2024, no. 11, pp. 39–48. (In Russ.)
doi: 10.34832/ELSV.2024.60.11.006

7. Hegarty C., Van Dierendonck A. J., Bobyn D., Tran M., Kim T., Grabowski J. Suppression of Pulsed In-

terference Through Blanking. *Proc. of the IAIN World Congress and the Annual Meeting of the Institute of Navigation AM/ION*, San Diego, United States, 26–28 June 2000. Institute of Navigation, 2000, pp. 399–408.

8. Soualle F., Cattenoz M., Zecha C., Giger K. Improved Analytical Models of SNIR Degradation in Presence of Pulsed Signals and Impact of Code-Pulse Synchrony. *Proc. 5th European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing*, Toulouse, France, Dec. 2011. Institute Aéronautique et Spatial (IAS), 2011, pp. 1–18.

9. Grabowski J., Hegarty C. Characterization of L5 Receiver Performance Using Digital Pulse Blanking. *Proc. of the 15th Intern. Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 2002)*, Portland, United States, 24–27 Sept. 2002. Institute of Navigation, 2002, pp. 1630–1635.

10. Borio D., Cano E. Optimal Global Navigation Satellite System Pulse Blanking in the Presence of Signal Quantization. *IET Signal Process.* 2013, vol. 7, no. 5, pp. 400–410.
doi: 10.1049/iet-spr.2012.0199

11. Madhani P. H., Axelrad P., Krumvieda K., Thomas J. Application of Successive Interference Cancellation to the GPS Pseudolite Near-Far Problem.

IEEE Trans. Aerospace Electronic Systems. 2003, vol. 39, no. 2, pp. 481–488.
doi: 10.1109/TAES.2003.1207260

12. Razzaque A. B. A., Baiocchi A. Analysis of Status Update in Wireless Networks with Successive Interference Cancellation. IEEE Transactions on Wireless Communications. 2024, pp. 1–16. Available at: <https://arxiv.org/pdf/2409.00277> (accessed 07.08.2025).

13. Chien Y. Design of GPS Anti-Jamming Systems Using Adaptive Notch Filters. IEEE Systems J. 2015, vol. 9, no. 2, pp. 451–460.
doi: 10.1109/JSYST.2013.2283753

14. Borio D., Camoriano L., Presti L. Two-Pole and Multi-Pole Notch Filters: A Computationally Effective Solution for GNSS Interference Detection and Mitigation. IEEE System J. 2008, vol. 2, no. 1, pp. 38–47.
doi: 10.1109/JSYST.2007.914780

15. Xiao Y., Takeshita Y., Shida K. Tracking Properties of a Gradient-Based Second-Order Adaptive IIR Notch Filter with Constrained Poles and Zeros. IEEE Transactions Signal Processing. 2002, vol. 50, no. 4, pp. 878–888.
doi: 10.1109/78.992134

16. El Gebali A., Landry R. J. Comparing the Performances between Adaptive Notch Filter Direct and Lattice Forms Structures for Mitigation Jamming Signals. Communications and Network. 2022, vol. 14, no. 3, pp. 91–107.
doi: 10.4236/cn.2022.143007

17. Borio D., Gioia C. GNSS Interference Mitigation: A Measurement and Position Domain Assessment. Navigation: J. of The Institute of Navigation. 2021, vol. 68, no. 5, pp. 93–114.
doi: 10.1002/navi.391

18. Musumeci L., Curran J. T., Dosis F. A Comparative Analysis of Adaptive Notch Filtering and Wavelet Mitigation against Jammers Interference. Navigation: J. of the Institute of Navigation. 2016, vol. 63, no. 4, pp. 533–550.
doi: 10.1002/NAVI.167

19. Borio D. A Multi-State Notch Filter for GNSS Jamming Mitigation. Intern. Conf. on Localization and GNSS, Helsinki, Finland, 24–26 June 2014. IEEE, 2014, pp. 1–6.
doi: 10.1109/ICL-GNSS.2014.6934175

20. Borio D. A Loop Analysis of Adaptive Notch Filters. IET Signal Processing. 2016, vol. 10, no. 6, pp. 659–669.
doi: 10.1049/iet-spr.2015.0310

21. Nakamura S., Koshita S., Abe M., Kawamata M. A New Lattice-Based Adaptive Notch Filtering Algorithm with Improved Mean Update Term. Asia-Pacific Signal and Information Proce. Association Annual Summit and Conf., Kaohsiung, Taiwan, 29 Oct.–01 Nov. 2013. IEEE, 2013, pp. 1–4.
doi: 10.1109/APSIPA.2013.6694169

22. Khan N. A., Aguado L. E. Adaptive Notch Filter based Interference Characterization and Mitigation for GNSS Receivers. Proc. of the 37th Intern. Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation, Baltimore, Maryland, 16–20 Sept. 2024. Institute of Navigation, 2024, pp. 2984–2994.
doi: 10.33012/2024.19819

23. Borio D., O'Driscoll C., Fortuny J. Fast and Flexible: Tracking and Mitigating a Jamming Signal with an Adaptive Notch Filter. Inside GNSS. 2014, vol. 9, pp. 67–73.

24. Yousif T., Blunt P. Interference Mitigation for GNSS Receivers Using FFT Excision Filtering Implemented on an FPGA. Eng. 2022, vol. 3, no. 4, pp. 439–466.
doi: 10.3390/eng3040032

25. Capozza P. T., Holland B. J., Hopkinson T. M., Landrau R. L. A Single-Chip Narrow-Band Frequency-Domain Excisor for a Global Positioning System (GPS) Receiver. IEEE J. of Solid-State Circuits. 2000, vol. 35, no. 3, pp. 401–411.
doi: 10.1109/4.826823

26. Garzia F., Van der Merwe J. R., Rügamer A., Urquijo S., Felber W. HDDM Hardware Evaluation for Robust Interference Mitigation. Sensors. 2020, vol. 20, iss. 22, pp. 1–24.
doi: 10.3390/s20226492

27. Liu Y.-J., Hu H.-Y. The Research on GPS Frequency Domain Anti-Jamming Algorithms. 5th Intern. Conf. on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Beijing, China, 24–26 Sept. 2009. IEEE, 2009, pp. 1–3.
doi: 10.1109/WICOM.2009.5302508

28. Borio D. Sub-band Robust GNSS Signal Processing for Jamming Mitigation. European Navigation Conf., Gothenburg, Sweden, 14–17 May 2018. IEEE, 2018, pp. 72–83.
doi: 10.1109/EURONAV.2018.8433250

29. Van der Merwe J. R., Rügamer A., Garzia F., Felber W., Wendel J. Evaluation of Mitigation Methods Against COTS PPDs. IEEE/ION Position, Location and Navigation Symp. Monterey, USA, 23–26 Apr. 2018. IEEE, 2018, pp. 920–930.
doi: 10.1109/PLANS.2018.8373470

30. Musumeci L., Dosis F. A Comparison of Transformed-Domain Techniques for Pulsed Interference Removal on GNSS Signals. Intern. Conf. on Localization and GNSS, Starnberg, Germany, 25–27 June 2012. IEEE, 2012, pp. 1–6.
doi: 10.1109/ICL-GNSS.2012.6253131

31. Amin M. G., Borio D., Zhang Y. D., Galleani L. Time-Frequency Analysis for GNSSs. IEEE Signal Processing Magazine. 2017, vol. 34, no. 5, pp. 85–95.
doi: 10.1109/MSP.2017.2710235

32. Huang H., Sun K. Interference Detection and Suppression Based on Time-Frequency Analysis. Advances in Aerospace Science and Technology. 2022, vol. 7, no. 2, pp. 97–111.
doi: 10.4236/aast.2022.72006

33. Qingshui L., Honglei Q. An Improved Method Based on Time-Frequency Distribution to Detect Time-Varying Interference for GNSS Receivers with Single Antenna. IEEE Access. 2017, vol. 7, pp. 38608–38617.
doi: 10.1109/ACCESS.2019.2906262.

34. Zhang P., Wu Q., Jing B. Interference Mitigation Low Complexity Subspace Tracking Method for Vehicle Positioning. Discrete Dynamics in Nature and Society. 2022, vol. 2022, no. 1, pp. 1–12.
doi: 10.1155/2022/7502191

35. Savasta S., Presti L.L., Rao M. Interference Mitigation in GNSS Receivers by a Time-Frequency Approach. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2013, vol. 49, no. 1, pp. 415–438. doi: 10.1109/TAES.2013.6404112
36. Rezaei M. J., Mosavi M. R., Abedi M. New GPS Anti-Jamming System Based on Multiple Short-Time Fourier Transform. *IET Radar, Sonar and Navigation*. 2016, vol. 10, no. 4, pp. 807–815. doi: 10.1049/iet-rsn.2015.0417
37. Sun K., Jin T., Yang D. A New Reassigned Spectrogram Method in Interference Detection for GNSS Receivers. *Sensors*. 2015, vol. 15, no. 9, pp. 22167–22191. doi: 10.3390/s150922167
38. Aldirmaz S., Durak L. Interference Excision in Spread Spectrum Communication Systems Based on STFT. *Progress in Electromagnetics Research*. 2008, vol. 7, pp. 309–320. doi: 10.2528/PIERB08050803
39. Sun K., Yu B., Elhajj M., Ochieng W. Y., Zhang T., Yang J. A Novel GNSS Interference Detection Method Based on Smoothed Pseudo-Wigner-Hough Transform. *Sensors*. 2021, vol. 21, no. 13, pp. 1–22. doi: 10.3390/s21134306
40. Sun K., Zhang M., Yang D. A New Interference Detection Method based on Joint Hybrid Time-Frequency Distribution for GNSS Receivers. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2016, vol. 65, no. 11, pp. 9057–9071. doi: 10.1109/TVT.2016.2515718
41. Sun K., Jin T., Yang D. An Improved Time-Frequency Analysis Method in Interference Detection for GNSS Receivers. *Sensors*. 2015, vol. 15, no. 4, pp. 9404–9426. doi: 10.3390/s150409404
42. Lazorenko O. V., Chernogor L. F. The Choi-Williams-Analysis of Non-Linear Wave Processes. *Radio Physics and Radio Astronomy*. 2015, vol. 20, no. 3, pp. 223–237. (In Russ.) doi: 10.15407/rpra20.03.223
43. Kravchenko V. F., Lazorenko O. V., Pustovoi V. I., Chernogor L. F. Choi-Williams Transform and Atomic Functions in Digital Signal Processing. *Doklady Physics*. 2007, vol. 52, no. 4, pp. 207–210. doi: 10.1134/S102833580704009X
44. Kolomensky K. Yu., Demidova A. Yu. Integration of Satellite Segment into 3GPP specifications for 5G networks. Pt. I. *Electrosvyaz Magazine*. 2023, vol. 43, no. 6, pp. 14–19. (In Russ.) doi: 10.34832/ELSV.2023.43.6.002
45. Kolomensky K. Yu., Demidova A. Yu. Integration of Satellite Segment into 3GPP specifications for 5G networks. Pt. II. *Electrosvyaz Magazine*. 2023, vol. 43, no. 7, pp. 13–19. (In Russ.) doi: 10.34832/ELSV.2023.44.7.002

Information about the author

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

Несимметричный антенный модуль на основе двух 1/8 SIW-резонаторов для ММО-применений

А. Г. Алтынников, Р. А. Платонов, А. А. Цымбалюк, А. Е. Комлев[✉]

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

[✉] aekomlev@etu.ru

Аннотация

Введение. Постоянно растущие требования к скорости передачи информации приводят ко все более широкому внедрению ММО-систем в телекоммуникационные сети. Существует целый ряд работ, посвященных возможности использования антенных модулей ММО, выполненных на основе SIW-резонаторов. Одно из перспективных направлений в этой области – использование 1/4- и 1/8-модовых SIW-резонаторов, которые позволяют существенно снизить массогабаритные характеристики устройства. Основные недостатки подобных ММО-антенн – узкая полоса частот и относительно низкая изоляция излучателей. В связи с этим разработка технических решений в области конструирования ММО-модулей, способствующих улучшению указанных характеристик, является актуальной задачей.

Цель работы. Разработка технических решений в области конструирования антенного модуля на основе 1/8-модовых SIW-резонаторов, позволяющих повысить его излучательные характеристики и взаимную изоляцию излучателей.

Материалы и методы. Моделирование характеристик антенного модуля осуществлялось с помощью программных пакетов на основе метода конечных элементов. Прототип антенного модуля изготовлен из фольгированного армированного композитного материала на основе политетрафторэтилена. Параметры модуля измерялись на стенде, собранном на основе векторного анализатора цепей Ceyear 3272C (Ceyear Technologies, Китай).

Результаты. Разработана конструкция ММО-модуля на основе двух 1/8-модовых SIW-резонаторов, позволяющая существенно повысить коэффициент усиления излучателей и их взаимную изоляцию. Приведены результаты исследования влияния толщины подложки на характеристики модуля. Продемонстрирована возможность эффективной работы модуля в двухдиапазонных системах за счет использования не только основной, но и старшей резонансной моды SIW-резонаторов. Предложена конструкция ММО-антенны, состоящей из 8 излучателей.

Заключение. Показано, что конструкцию ММО-модуля на основе двух 1/8-модовых SIW-резонаторов, разделенных щелью, можно использовать в двухдиапазонных системах. Продемонстрировано одновременное увеличение КУ излучателей модуля и ухудшение их взаимной изоляции с ростом толщины подложки. Разработан вариант конструкции антенного модуля на основе двух 1/8-модовых SIW-резонаторов, позволяющий увеличить изоляцию между излучателями модуля (до –30 дБ).

Ключевые слова: ММО, SIW-резонатор, антенна, композитный материал, антенный модуль

Для цитирования: Несимметричный антенный модуль на основе двух 1/8 SIW-резонаторов для ММО-применений / А. Г. Алтынников, Р. А. Платонов, А. А. Цымбалюк, А. Е. Комлев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 4. С. 25–35
doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-25-35

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование выполнено в рамках Государственного задания № 075-01438-22-07 от 28.10.2022 г. (FSEE-2022-0019).

Статья поступила в редакцию 03.01.2025; принята к публикации после рецензирования 18.03.2025; опубликована онлайн 29.09.2025



Asymmetry Antenna Module Based on Two Eighth-Mode SIW Resonators for MIMO Applications

Andrey G. Altynnikov, Roman A. Platonov,
Andrey A. Tsymbalyuk, Andrey E. Komlev✉

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ aekomlev@etu.ru

Abstract

Introduction. The ever-increasing demands on the speed of information transmission lead to an increasing adoption of MIMO systems in telecommunication networks. There are a number of works devoted to the possibility of using MIMO antenna modules based on SIW resonators. One of the promising directions in this field is the use of 1/4 and 1/8 mode SIW resonators, which can significantly reduce the weight and size characteristics of the device. The main disadvantages of such MIMO antennas are the narrow frequency band and a relatively low isolation of the radiators. Therefore, the advancement of engineering approaches to designing MIMO modules that boost these attributes is a relevant research task.

Aim. Development of innovative engineering approaches to designing antenna modules utilizing 1/8 mode SIW resonators for application in MIMO, which enhance their radiation properties and improve the isolation between the radiators.

Materials and methods. The characteristics of the antenna module were simulated in software packages using the finite element method. The prototype antenna module was manufactured using a metallized composite polytetrafluoroethylene material. The network analyzer Ceyear 3272C was used to measure the characteristics of the antenna module prototype.

Results. The MIMO module based on two 1/8-mode SAW resonators with notable improvement in both the gain of the radiation elements and their isolation was developed. The results of a study into the relationship between substrate thickness and the features of the module are presented. The possibility of using the developed module in dual-band systems by operating not only on the main, but also on the higher resonant mode of SIW resonators is demonstrated. The design of a MIMO module consisting of eight radiation elements is proposed.

Conclusion. The MIMO module design based on two 1/8-mode SIW resonators separated by a gap can be used in dual-band systems operated in several modes. An increase in the substrate thickness was shown to lead to both an improvement in the module's antenna gain and a reduction in their insulation effectiveness. An antenna module design based on a pair of 1/8-mode SAW resonators, which enables improved insulation between the radiators (up to –30 dB), is proposed.

Keywords: MIMO, SIW resonator, antenna, composite material, antenna module

For citation: Altynnikov A. G., Platonov R. A., Tsymbalyuk A. A., Komlev A. E. Asymmetry Antenna Module Based on Two Eighth-Mode SIW Resonators for MIMO Applications. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 4, pp. 25–35.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-25-35

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

Source of funding. The study was carried out within the framework of the state assignment No. 075-01438-22-07 of 28.10.2022 (FSEE-2022-0019).

Submitted 03.01.2025; accepted 18.03.2025; published online 29.09.2025

Введение. Активное развитие телекоммуникационных сетей четвертого и пятого поколений, характеризующихся высокой скоростью передачи информации, неразрывно связано с необходимостью повышения емкости каналов связи. Очевидным решением является увеличение рабочей полосы частот каналов, однако загруженность спектра (особенно в нижней части СВЧ-диапазона) делает это затруднительным. В связи с этим актуальным направлением СВЧ

антенной техники является разработка МИМО (multi-in-multi-out)-систем, в которых прием и передача данных осуществляются несколькими антеннами одновременно [1–3]. К антеннам для МИМО-систем предъявляется ряд требований, основные из которых – компактность, планарность, простота конструкции, а также высокая степень изоляции излучающих элементов между собой [4]. Самый простой способ снижения связи между элементами МИМО-антенн – увеличе-

ние расстояния между ними. Однако такой способ ведет к увеличению массогабаритных характеристик МИМО-антенны. Для антенн планарного типа существует способ уменьшения связи соседних излучателей за счет расположения между ними отражательных/полосно-заграждающих структур, разработанных, как правило, на основе метаматериалов [5–7], что ведет к значительному усложнению конструкции и процесса разработки устройств. С точки зрения компромисса между массогабаритными характеристиками и развязкой излучателей перспективной основой для разработки МИМО-антенн можно считать интегрированный в подложку волновод (Substrate Integrated Waveguide, SIW) [8–10]. В диэлектрической подложке формируется SIW-резонатор, а на его поверхности — топология излучающего элемента, например щелевой антенны. Использование подобных антенных устройств крайне перспективно в МИМО-системах, так как исключается взаимосвязь между излучателями в объеме подложки, т. е. развязка излучателей будет определяться только излучательными свойствами элементов антенны. Использование 1/2-, 1/4- и 1/8-модовых SIW-резонаторов позволяет кратно уменьшить площадь излучателей для МИМО-систем [11, 12]. На рис. 1 приводится сравнение размеров таких SIW-резонаторов с полномоновым. В частности, в [13] представ-

лена конструкция МИМО-антенны, состоящей из двух излучателей, выполненных на одном 1/4-модовом SIW-резонаторе. Данная конструкция отличается компактностью, однако форма диаграммы направленности, узкая полоса частот и невысокая взаимная изоляция излучателей являются существенными недостатками. На основе данной конструкции был предложен ряд ее модификаций. В частности, в [14] предложено использование Т-образных щелей для повышения изоляции между излучателями. В [15] авторы описывают конструкцию МИМО-антенны из четырех излучателей, разнесенных друг от друга по подложке, с взаимной ориентацией, позволяющей снизить их взаимное влияние. Однако данная конструкция МИМО-антенны демонстрирует достаточно низкий коэффициент усиления (КУ).

В рамках данной статьи рассматривается конструкция антенного модуля (АМ), состоящего из двух 1/8-модовых SIW-резонаторов, разделенных с помощью щели, каждый из которых является излучателем. Исследованы характеристики АМ в зависимости от параметров щели. Показано, что увеличение ширины щели в сторону одного из излучателей, приводящее к изменению его резонансной частоты, позволяет повысить взаимную изоляцию излучателей АМ. Предложена модификация топологии излучателей АМ для увеличения их КУ. Исследована зависимость КУ антенны от толщины подложки, а также рассмотрена возможность использования более высоких мод для применения в двухдиапазонных системах. Приведены результаты численного моделирования и экспериментального исследования характеристик изготовленного прототипа.

Материалы и методы. В данной статье приводятся результаты как теоретических исследований в области конструирования излучательных элементов для МИМО-систем в виде 1/8-модовых SIW-резонаторов, так и экспериментальные характеристики разработанного АМ. При проведении теоретических исследований использовались программные пакеты, предназначенные для полноволнового анализа трехмерных электродинамических структур методом конечных элементов.

При изготовлении прототипа АМ использовался композитный материал на основе поли-

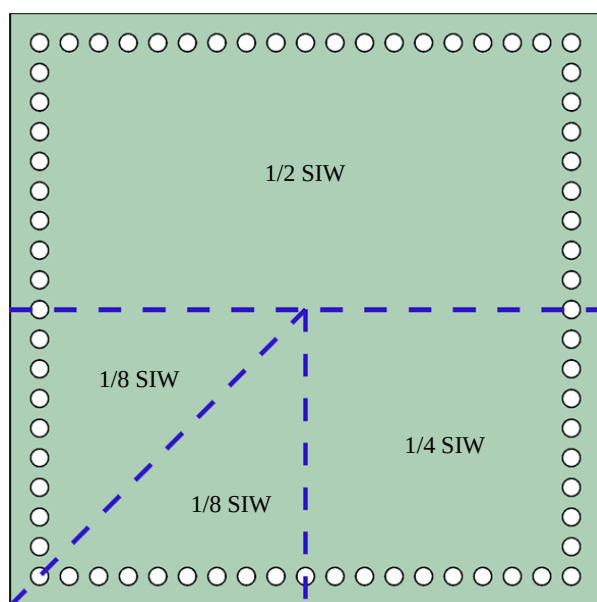


Рис. 1. SIW-резонатор (штриховая линия — магнитная стенка)

Fig. 1. SIW cavity (dashed line — magnetic wall)

тетрафторэтилена. Фольгированные пластины данного материала изготавливались прессованием слоев лакоткани с облицовкой медной электролитической гальваностойкой фольгой толщиной 0.035 ± 0.003 мм с обеих сторон. Лакоткань (стеклоткань) в свою очередь состояла из нескольких слоев стекловолокна с многократной пропиткой каждого слоя фторопластовой эмульсией (водной суспензией) марки Ф-4Д (Ф-4ДС) с последующим спеканием каждого слоя. Толщина листа составляла 1.0 ± 0.05 мм. Значения диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь полученного материала определялись с помощью цилиндрического резонатора [16], измерения проводились на стенде, собранном на основе векторного анализатора цепей Ceuear 3272C (Ceuear Technologies, Китай). Исследование показало, что на частоте ~ 10 ГГц диэлектрическая проницаемость материала составила 2.5 ± 0.1 , а тангенс угла диэлектрических потерь примерно 0.001. Данные параметры были использованы в ходе моделирования характеристик антенного МИМО-модуля.

Для изготовления прототипа использовался фрезерный ЧПУ-станок Roland MDX-540 (Roland DG Corporation, Япония). Это позволило сформировать топологию и сквозные отверстия

в едином технологическом цикле. Для металлизации сквозных отверстий использовались проводящие серебрясодержащие чернила. Для исследования частотной зависимости коэффициентов отражения и оценки взаимосвязи двух излучательных элементов АМ был использован ранее упомянутый измерительный стенд.

Результаты. В [13] впервые продемонстрирована конструкция МИМО-АМ, состоящего из двух $1/8$ -модовых SIW-резонаторов, разделенных щелью. Помимо целевого назначения, указанного в [13], данный модуль может быть использован в двухдиапазонных системах за счет формирования несимметричной щели. Конструкция предлагаемого двухдиапазонного АМ приведена на рис. 2. Увеличение ширины щели в сторону одного из резонаторов (см. размер dW) позволяет сформировать 2 резонатора с близкими резонансными частотами. Таким образом, разница резонансных частот во многом будет определять взаимную изоляцию резонаторов в АМ. В рамках описываемой работы рассчитывалась конструкция АМ с резонансными частотами ~ 1.47 и ~ 1.53 ГГц. Основные размеры данного АМ приведены в табл. 1. В оригинальной конструкции [13] использовалась диэлектрическая подложка толщиной 3 мм. Это увеличивает массогабаритные харак-

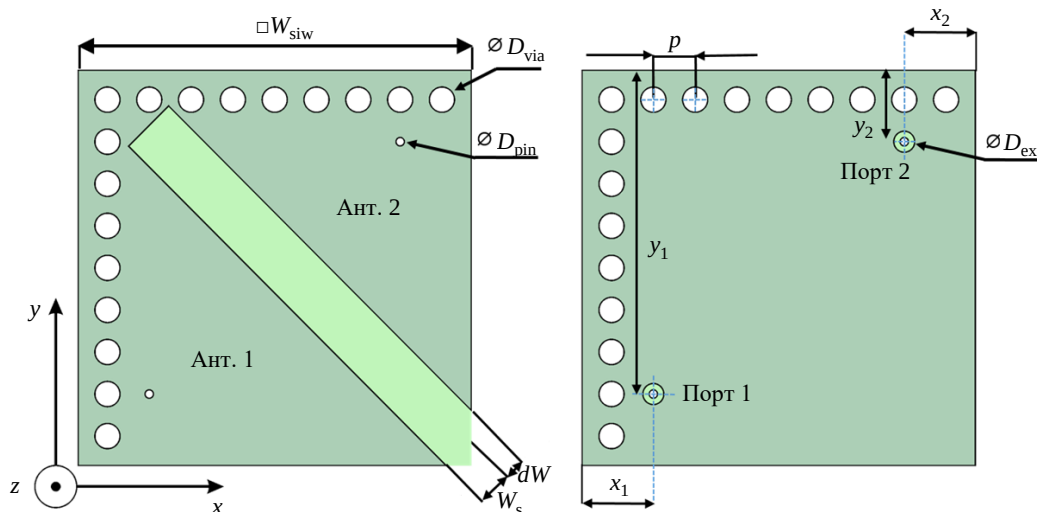


Рис. 2. Конструкция двухантенного МИМО-модуля на основе $1/8$ SIW-резонаторов

Fig. 2. Design of two antenna MIMO module based on $1/8$ SIW resonators

Табл. 1. Геометрические параметры АМ

Tab. 1. Geometrical parameters of AM

Параметр	W_{siw}	D_{via}	D_{pin}	D_{ex}	W_s	dW	p	x_1	x_2	y_1	y_2
Значение, мм	53	2.75	1	3	7	1	6	47	9	9	47

теристики устройства, а также может потребовать использования препрегов для формирования подложки АМ из более тонких слоев диэлектрика. Поэтому целесообразно исследовать влияние толщины подложки на характеристики антенны. Возбуждение резонаторов АМ осуществляется с помощью коаксиальной линии передачи, центральный проводник которой проходит через диэлектрическую пластину и формирует контакт с верхним слоем металлизации (рис. 2).

Результаты моделирования частотных зависимостей коэффициента отражения излучателей исследуемого АМ приведены на рис. 3. Наблюдается эффективное согласование на частотах как основной, так и последующей мод.

Зависимости КУ излучателей на резонансных частотах от толщины подложки приведены на рис. 4. Из рисунка следует, что увеличение толщины ведет к возрастанию КУ как для первой,

так и для второй мод. При этом для более высокой моды влияние толщины на КУ выражено сильнее. В ходе моделирования было установлено, что форма ДН в зависимости от толщины подложки меняется незначительно для каждой из рассматриваемых мод. Типичный вид нормированной ДН представлен на рис. 5.

Ввиду того, что излучатели АМ работают на близких частотах, необходимо оценить их взаимное влияние. Для этого проведено моделирование коэффициента передачи между портами излучателей АМ. В табл. 2 приведены максимальные значения коэффициента передачи ($|S_{21}|$) в полосе частот, ограниченной резонансными частотами 1/8 SIW-резонаторов. Видно, что увеличение толщины подложки приводит к росту коэффициента передачи, что является негативным эффектом. Исходя из этого при выборе толщины подложки АМ необхо-

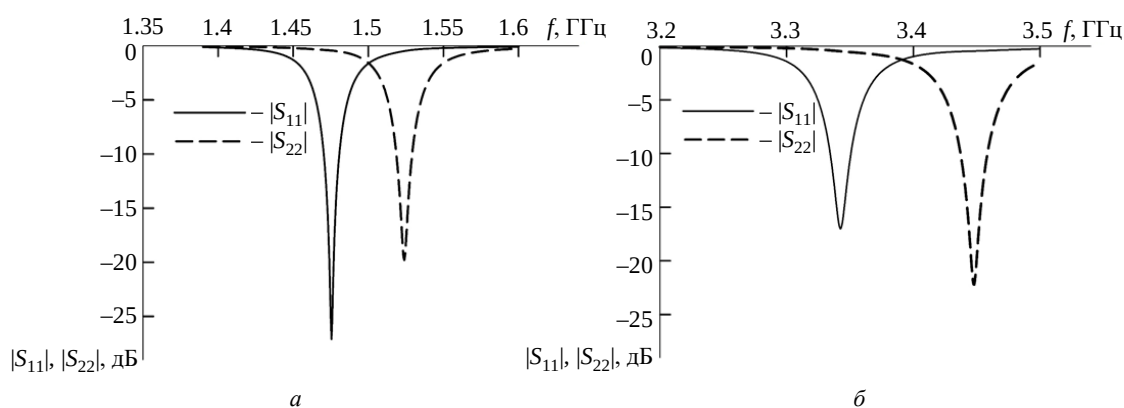


Рис. 3. Частотные зависимости коэффициента отражения антенн МИМО-модуля:
а – для основной моды; б – для старшей моды

Fig. 3. Frequency dependencies of the reflection coefficient of the MIMO module antenna system:
а – for the fundamental mode; б – the higher mode

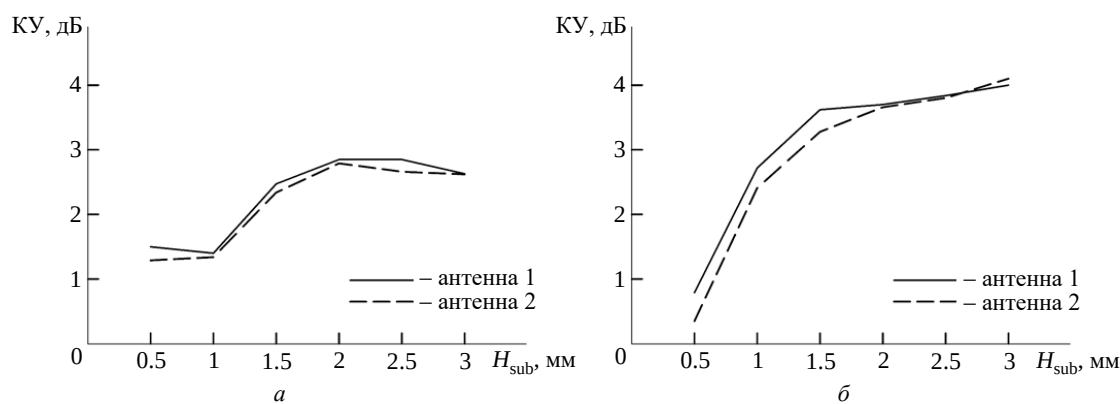


Рис. 4. Зависимость коэффициента усиления антенн МИМО-модуля от толщины подложки:
а – для основной моды; б – для старшей моды

Fig. 4. Dependence of the gain coefficient of the MIMO module antennas on the substrate thickness:
а – for the fundamental mode; б – the higher mode

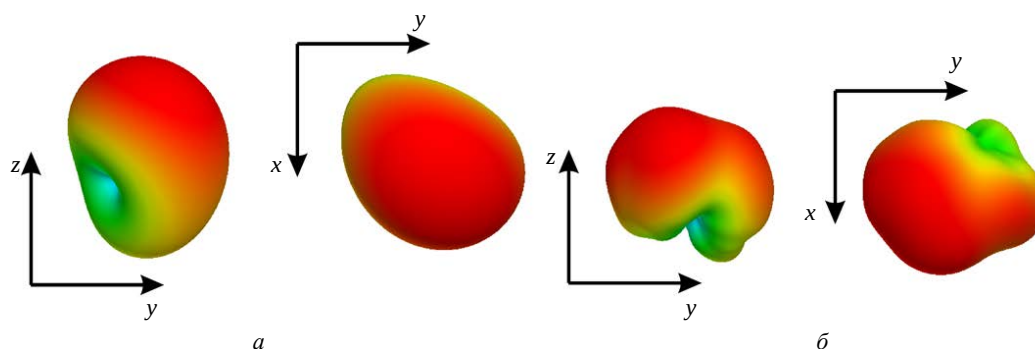


Рис. 5. Форма трехмерной диаграммы направленности каждой антенны ММО-модуля:
 a – на основной; b – на старшей моде

Fig. 5. The shape of the three-dimensional radiation pattern of each MIMO module antenna:
 a – for the fundamental mode; b – the higher mode

Табл. 2. Результаты моделирования характеристик антенного модуля

Tab. 2. Simulated characteristics of the antenna module

$H_{\text{sub}}, \text{MM}$	Основная мода					Старшая мода				
	$f_1, \text{ГГц}$	$f_2, \text{ГГц}$	$ S_{11} , \text{дБ}$	$ S_{22} , \text{дБ}$	$ S_{21} , \text{дБ}$	$f_1, \text{ГГц}$	$f_2, \text{ГГц}$	$ S_{11} , \text{дБ}$	$ S_{22} , \text{дБ}$	$ S_{21} , \text{дБ}$
0.5	1.5	1.54	–10	–13	–26	3.3615	3.463	–21	–21	–24
1	1.48	1.52	–20	–20	–19.6	3.3425	3.448	–17	–22.2	–17
1.5	1.46	1.51	–20	–15	–15	3.319	3.4285	–17	–33	–13.6
2	1.44	1.49	–22	–15.5	–12	3.299	3.412	–19	–25	–11
2.5	1.43	1.48	–28	–15.25	–10	3.275	3.3925	–24	–17	–10
3	1.42	1.47	–30	–15.6	–9	3.2555	3.374	–43	–13	–10

димо учитывать изменение как КУ, так и коэффициента связи между излучателями.

Связь между антеннами внутри модуля осуществляется посредством электрического поля в объеме подложки, о чем свидетельствуют результаты моделирования. На рис. 6, a приведено распределение модуля напряженности электрического поля в подложке. Из рисун-

ка видно, что максимум напряженности электрического поля приходится на нижнюю область щели, что соответствует распределению электрического поля основной моды. Таким образом, одним из способов уменьшения связи между излучателями АМ без изменения характера распределения поля в резонаторах является использование топологии, приведенной на

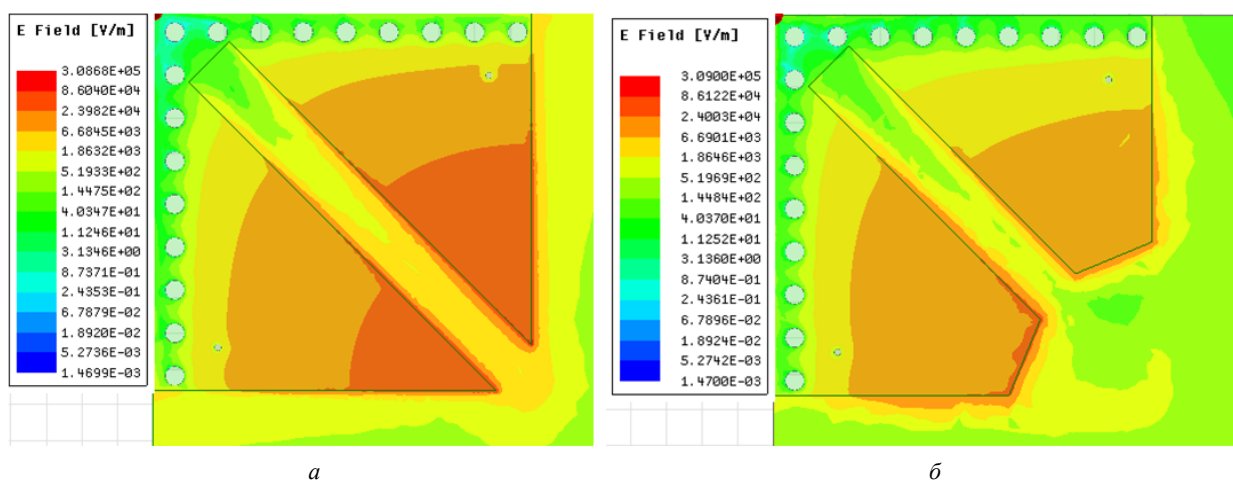


Рис. 6. Распределение амплитуды напряженности электрического поля резонаторов АМ: a – до усиления; b – после усиления

Fig. 6. Distribution of the amplitude of the electric field strength of AM resonators: a – before amplification; b – after amplification

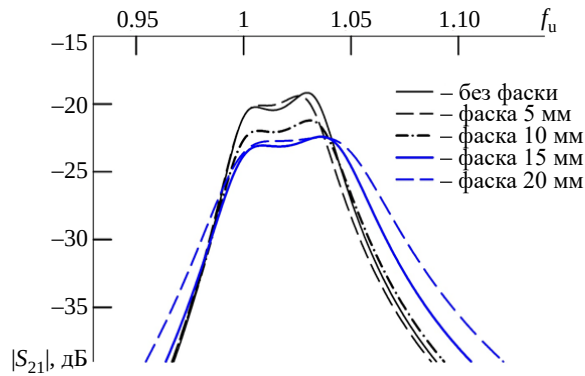


Рис. 7. Влияние размера усечения на связь между резонаторами АМ

Fig. 7. Effect of truncation size on the coupling between AM resonators

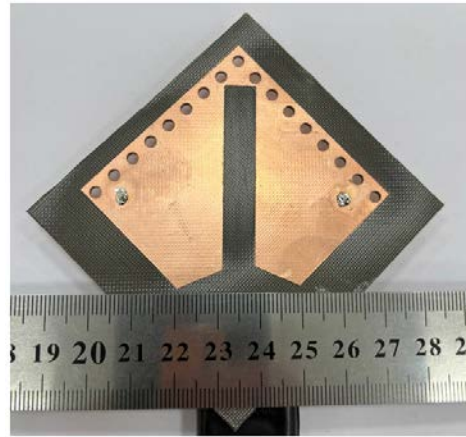


Рис. 8. Фотография изготовленного прототипа АМ

Fig. 8. Photograph of the manufactured AM prototype

Табл. 3. Результаты моделирования модифицированной конструкции АМ

Tab. 3. Simulation results of the modified AM design

Усечение, мм	f_1 , ГГц	f_2 , ГГц	$ S_{11} $, дБ	$ S_{22} $, дБ	$ S_{21} $, дБ	КУ ₁ , дБ	КУ ₂ , дБ
0	1.48	1.52	-20	-20	-19.6	1.40	1.34
5	1.507	1.553	-28	-22.5	-19.4	1.89	1.90
10	1.572	1.628	-26.7	-24.3	-21	2.23	2.40
15	1.692	1.764	-27.5	-26.7	-22.4	2.90	3.25

рис. 6, б. На рис. 7 показана частотная зависимость коэффициента передачи между портами АМ с модифицированной топологией в зависимости от размера усечения металлизации в области, где наблюдался максимум напряженности электрического поля. Видно, что предложенная топология позволяет увеличить изоляцию резонаторов АМ.

Помимо увеличения изоляции между излучателями АМ наблюдается существенный рост КУ антенн. Результаты моделирования, демонстрирующие данный эффект, приведены в табл. 3. Видно, что при увеличении усечения металлизации топологии излучателей рост их КУ достигает 1.5 дБ.

Для экспериментального подтверждения наблюдаемого эффекта был разработан и изготовлен прототип АМ с модифицированной топологией. На рис. 8 приведена фотография прототипа АМ, а на рис. 9 – результаты экспериментального исследования его S-параметров и результаты моделирования.

Обсуждение. Заключение. Выводы. В результате проведения теоретических исследований было показано, что конструкция ММО-АМ на основе двух 1/8-модовых SIW-ре-

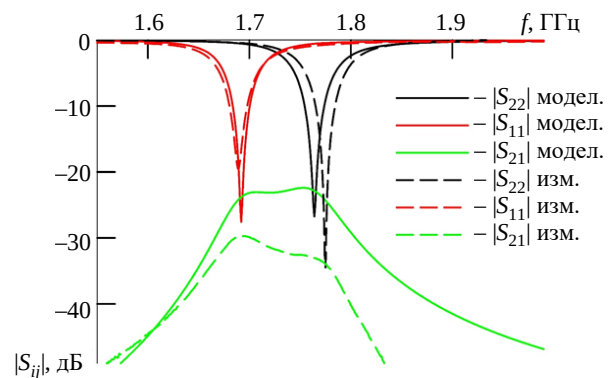


Рис. 9. Сравнение результатов моделирования и измерений S-параметров АМ

Fig. 9. Comparison of simulation results and measurements of AM S-parameters

зонаторов, разделенных щелью, может быть использована в двухдиапазонных системах за счет работы на нескольких модах. Как показали результаты моделирования, эффективное возбуждение старшей моды не требует разработки дополнительных цепей питания и согласования. Выбранная точка питания SIW-резонатора позволяет добиться коэффициента отражения ниже -15 дБ для обеих мод. Также наблюдается увеличение КУ излучателей АМ при возбуждении старшей моды. Однако форма ДН, а также

положение максимума излучения (см. рис. 5) для старшей моды затрудняет создание антенных решеток на ее основе.

Показано, что использование несимметричной щели, разделяющей SIW-резонаторы, позволяет сформировать АМ с излучателями, разнесенными по частоте (см. рис. 2 и 3, а). Данный вариант модуля исследовался в рамках описываемой работы. Как показали исследования, одним из критических параметров конструкции ММО-модуля является толщина диэлектрической подложки. Ее увеличение приводит к существенному росту КУ излучателей АМ. Также в рамках работы показано, что связь между резонаторами АМ осуществляется через электрическое поле в объеме подложки. Поэтому одновременно с ростом КУ излучателей АМ наблюдался негативный эффект, заключающийся в ухудшении их взаимной изоляции при увеличении толщины подложки.

Также в рамках работы был рассмотрен вариант конструкции АМ, позволяющий повысить взаимную изоляцию излучателей. Это достигалось за счет усечения края металлизации излучателей, соответствующего положению максимума напряженности электрического поля для основной моды (см. рис. 6, а и 8). Варьирование размера усечения позволило снизить коэффициент связи излучателей АМ с -20 до -27 дБ (см. рис. 7). Помимо этого наблюдалось значительное увеличение КУ излучателей АМ (см. табл. 3).

Был изготовлен прототип АМ разработанной конструкции (см. рис. 8), измерена частотная зависимость его S -параметров. Сравнение результатов моделирования и экспериментальных данных по коэффициенту передачи между излучателями АМ показало расхождение в максимальном значении коэффициента передачи более чем на 5 дБ, причем изоляция излучателей прототипа оказалась выше (см. рис. 9). Это можно объяснить тем, что формирование топологии на верхнем слое металлизации происходило методом фрезеровки. Использование данного метода подразумевает удаление не только слоя фольги с ламината, но и удаление части диэлектрического слоя. Поэтому у изготовленного прототипа АМ толщина диэлектрика в области щели, разделяющей 2 излучателя, ока-

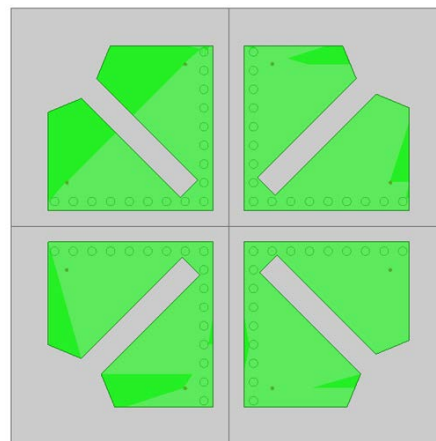


Рис. 10. ММО антенная решетка на основе 4 АМ

Fig. 10. MIMO antenna array based on 4 AM

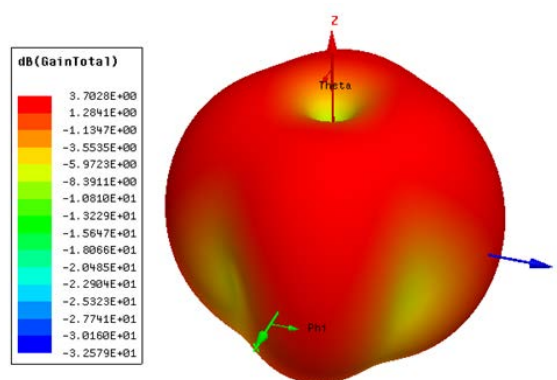


Рис. 11. Диаграмма направленности ММО антенной решетки на основе 4 АМ

Fig. 11. Directional diagram of MIMO antenna array based on 4 AM

залась ниже значения, заданного при моделировании. Как уже отмечалось, связь между излучателями АМ осуществляется через электрическое поле в объеме подложки, поэтому уменьшение толщины диэлектрика в области щели привело к росту взаимной изоляции излучателей прототипа.

С точки зрения применения данная конструкция может использоваться как в качестве отдельных АМ, так и в составе ММО-систем. Пример ММО-системы на основе предложенной конструкции АМ приведен на рис. 10. Результаты расчета ДН представлены на рис. 11. Данная конфигурация позволяет добиться высокой изоляции между АМ за счет металлизированных отверстий в подложке. Из результатов моделирования следует, что коэффициент передачи между портами резонаторов не более -22 дБ.

Авторский вклад

Алтынников Андрей Геннадиевич – разработка конструкции антенного модуля; проведение измерений частотных характеристик прототипа антенного модуля; написание и редактирование статьи.

Платонов Роман Андреевич – электродинамическое моделирование антенного модуля; оформление иллюстраций; написание и редактирование статьи.

Цымбалюк Андрей Александрович – изготовление и проведение измерений частотных характеристик прототипа антенного модуля.

Комлев Андрей Евгеньевич – изготовление образцов фольгированного материала; написание и редактирование статьи.

Author's contribution

Andrey G. Altynnikov, development of the antenna module design; measurements of the frequency characteristics of the antenna module prototype; writing and editing the manuscript.

Roman A. Platonov, electrodynamic modeling of the antenna module; design of illustrations; writing and editing the manuscript.

Andrey A. Tsybalyuk, production and measurements of the frequency characteristics of the antenna module prototype.

Andrey E. Komlev, production of foil material samples; writing and editing the manuscript.

Список литературы

1. Integrated LTE and millimeter-wave 5G MIMO antenna system for 4G/5G wireless terminals / S. Iffat Naqvi, N. Hussain, A. Iqbal, M. Rahman, M. Forsat, S. S. Mirjavadi, Y. Amin // *Sensors*. 2020. Vol. 20, iss. 14. Art. № 3926.

doi: 10.3390/s20143926

2. A novel high gain wideband MIMO antenna for 5G millimeter wave applications / D. A. Sehrai, M. Abdullah, A. Altaf, S. H. Kiani, F. Muhammad, M. Tufail, M. Irfan, A. Glowacz, S. Rahman // *Electronics*. 2020. Vol. 9, iss. 6. Art. № 1031.

doi: 10.3390/electronics9061031

3. Sghaier N., Latrach L. Design and analysis of wideband MIMO antenna arrays for 5G smartphone application // *Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies*. 2022. Vol. 14, iss. 4. P. 511–523.

doi: 10.1017/S1759078721000659

4. MIMO antennas: Design approaches, techniques and applications / P. Sharma, R. N. Tiwari, P. Singh, P. Kumar, B. K. Kanaujia // *Sensors*. 2022. Vol. 22, iss. 20. Art. № 7813.

doi: 10.3390/s22207813

5. Metamaterial-based highly isolated MIMO antenna system for 5G smartphone application / I. U. Din, S. Ullah, N. Mufti, R. Ullah, B. Kamal, R. Ullah // *Intern. J. of Communication Systems*. 2023. Vol. 36, iss. 3. Art. № e5392.

doi: 10.1002/dac.5392

6. Isolation enhancement in dual-band monopole antenna for 5G applications / W. Wang, Y. Wu, W. Wang, Y. Yang // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. 2020. Vol. 68, iss. 6. P. 1867–1871.

doi: 10.1109/TCSII.2020.3040164

7. Ameen M., Chaudhary R. K. Isolation enhancement of metamaterial-inspired two-port MIMO antenna using hybrid techniques // *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. 2023. Vol. 70, iss. 6. P. 1966–1970.

doi: 10.1109/TCSII.2023.3237831

8. Compact SIW fed dual-port single element annular slot MIMO antenna for 5G mmWave applications / M. Usman, E. Kobal, J. Nasir, Y. Zhu, Ch. Yu, A. Zhu // *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. P. 91995–92002.

doi: 10.1109/ACCESS.2021.3091835

9. Pant M., Malviya L. SIW MIMO antenna with high gain and isolation for fifth generation wireless communication systems // *Frequenz*. 2024. Vol. 78, iss. 9–10. P. 479–497.

doi: 10.1515/freq-2023-0440

10. Niu B. J., Cao Y. J. Bandwidth-enhanced four-antenna MIMO system based on SIW cavity // *Electronics Lett.* 2020. Vol. 56, iss. 13. P. 643–645.

doi: 10.1049/el.2020.0799

11. Kumari P., Das S. A Wideband Circularly Polarized SIW MIMO Antenna Based on Coupled QMSIW and EMSIW Resonators for Sub-6GHz 5G Applications // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett.* 2024. Vol. 23, iss. 10. P. 2979–2983.

12. A Quad-Band Shared-Aperture Antenna Based on Dual-Mode Composite Quarter-Mode SIW Cavity for 5G and 6G with MIMO Capability / A. T. Alta-khaineh, S. S. Alja'afreh, A. M. Almatarnah, E. Almajali, L. Al-Tarawneh, J. Yousaf // *Electronics*. 2023. Vol. 12, iss. 11. Art. № 2480.

doi: 10.3390/electronics12112480

13. Niu B. J., Tan J. H. Compact SIW cavity MIMO antenna with enhanced bandwidth and high isolation // *Electronics Lett.* 2019. Vol. 55, iss. 11. P. 631–632.

doi: 10.1049/el.2019.0838

14. Niu B. J., Tan J. H. Compact three-antenna MIMO system based on triangular half-mode substrate-integrated-waveguide cavity // *Intern. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. 2020. Vol. 30, iss. 10. Art. № e22352.

doi: 10.1002/mmce.22352

15. A compact size and high isolation dual-band mimo antenna using emsiw / S. A. Ali, M. Wajid, M. Hashmi, M. Sh. Alam // 5th Intern. Conf. on Multi-

media, Signal Processing and Communication Technologies (IMPACT), Aligarh, India, 26–27 Nov. 2022. IEEE, 2022. P. 1–5.

doi: 10.1109/IMPACT55510.2022.10029292

16. An Adaptation of the Split-Cylinder Resonator Method for Measuring the Microwave Properties of

Thin Ferroelectric Films in a "Thin Film—Substrate" Structure / A. Gagarin, D. Tsyganova, A. Altynnikov, A. Komlev, R. Platonov // Sensors. 2024. Vol. 24, iss. 3. Art. № 755.

doi: 10.3390/s24030755

Информация об авторах

Алтынников Андрей Геннадиевич – кандидат технических наук (2010), доцент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 70 научных работ. Сфера научных интересов – нелинейные материалы; устройства СВЧ; антенны; тонкие пленки.

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

E-mail: agaltynnikov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5932-2504>

Платонов Роман Андреевич – кандидат технических наук (2018), доцент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика; устройства СВЧ; антенны.

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

E-mail: raplatonov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4556-629X>

Цымбалюк Андрей Александрович – аспирант, инженер научно-исследовательской лаборатории СВЧ-материалов и устройств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – технология материалов электронной техники; аддитивные технологии.

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

E-mail: aatsymbaliuk@etu.ru

<https://orcid.org/0009-0002-4044-3167>

Комлев Андрей Евгеньевич – кандидат технических наук (2011), доцент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – технология материалов электронной техники; плазма.

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

E-mail: aekomlev@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1017-5587>

References

1. Iffat Naqvi S., Hussain N., Iqbal A., Rahman M., Forsat M., Mirjavadi S. S., Amin Y. Integrated LTE and Millimeter-Wave 5G MIMO Antenna System for 4G/5G Wireless Terminals. Sensors. 2020, vol. 20, iss. 14, art. no. 3926.

doi: 10.3390/s20143926

2. Sehrai D. A., Abdullah M., Altaf A., Kiani S. H., Muhammad F., Tufail M., Irfan M., Glowacz A., Rahman S. A Novel High Gain Wideband MIMO Antenna for 5G Millimeter Wave Applications. Electronics. 2020, vol. 9, iss. 6, art. no. 1031.

doi: 10.3390/electronics9061031

3. Sghaier N., Latrach L. Design and Analysis of Wideband MIMO Antenna Arrays for 5G Smartphone Application. Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies. 2022, vol. 14, iss. 4, pp. 511–523.

doi: 10.1017/S1759078721000659

4. Sharma P., Tiwari R. N., Singh P., Kumar P., Kanauija B. K. MIMO antennas: Design Approaches, Techniques And Applications. Sensors. 2022, vol. 22, iss. 20, art. no. 7813.

doi: 10.3390/s22207813

5. Din I. U., Ullah S., Mufti N., Ullah R., Kamal B., Ullah R. Metamaterial-Based Highly Isolated MIMO Antenna System for 5G Smartphone Application. Intern. J. of Communication Systems. 2023, vol. 36, iss. 3, art. no. e5392.

doi: 10.1002/dac.5392

6. Wang W., Wu Y., Wang W., Yang Y. Isolation enhancement in Dual-Band Monopole Antenna for 5G Applications. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs. 2020, vol. 68, iss. 6, pp. 1867–1871.

doi: 10.1109/TCSII.2020.3040164

7. Ameen M., Chaudhary R. K. Isolation Enhancement of Metamaterial-Inspired Two-Port MIMO Antenna Using Hybrid Techniques. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*. 2023, vol. 70, iss. 6, pp. 1966–1970.
doi: 10.1109/TCSII.2023.3237831

8. Usman M., Kobal E., Nasir J., Zhu Y., Yu Ch., Zhu A. Compact SIW Fed Dual-Port Single Element Annular Slot MIMO Antenna for 5G mm Wave Applications. *IEEE Access*. 2021, vol. 9, pp. 91995–92002.
doi: 10.1109/ACCESS.2021.3091835

9. Pant M., Malviya L. SIW MIMO Antenna with High Gain and Isolation for Fifth Generation Wireless Communication Systems. *Frequenz*. 2024, vol. 78, iss. 9–10, pp. 479–497.
doi: 10.1515/freq-2023-0440

10. Niu B. J., Cao Y. J. Bandwidth-Enhanced Four-Antenna MIMO System Based on SIW Cavity. *Electronics Lett.* 2020, vol. 56, iss. 13, pp. 643–645.
doi: 10.1049/el.2020.0799

11. Kumari P., Das S. A Wideband Circularly Polarized SIW MIMO Antenna Based on Coupled QMSIW and EMSIW Resonators for Sub-6GHz 5G Applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett.* 2024, vol. 23, iss. 10, pp. 2979–2983.

12. Altakhaineh A. T., Alja'afreh S. S., Almatarnah A. M., Almajali E., Al-Tarawneh L., Yousaf J. A Quad-Band Shared-Aperture Antenna Based on

Dual-Mode Composite Quarter-Mode SIW Cavity for 5G and 6G with MIMO Capability. *Electronics*. 2023, vol. 12, iss. 11, art. no. 2480.
doi: 10.3390/electronics12112480

13. Niu B. J., Tan J. H. Compact SIW Cavity MIMO Antenna with Enhanced Bandwidth and High Isolation. *Electronics Lett.* 2019, vol. 55, iss. 11, pp. 631–632.
doi: 10.1049/el.2019.0838

14. Niu B. J., Tan J. H. Compact Three-Antenna MIMO System Based on Triangular Half-Mode Substrate-Integrated-Waveguide Cavity. *Intern. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. 2020, vol. 30, iss. 10, art. no. e22352.
doi: 10.1002/mmce.22352

15. Ali S. A., Wajid M., Hashmi M., Alam M. Sh. A Compact Size and High Isolation Dual-Band MIMO Antenna Using Emsiw. 5th Intern. Conf. on Multimedia, Signal Processing and Communication Technologies (IMPACT), Aligarh, India, 26–27 Nov. 2022. *IEEE*, 2022, pp. 1–5.
doi: 10.1109/IMPACT55510.2022.10029292

16. Gagarin A., Tsyganova D., Altyinnikov A., Komlev A., Platonov R. An Adaptation of the Split-Cylinder Resonator Method for Measuring the Microwave Properties of Thin Ferroelectric Films in a "Thin Film—Substrate" Structure. *Sensors*. 2024, vol. 24, iss. 3, art. no. 755.
doi: 10.3390/s24030755

Information about the authors

Andrey G. Altyinnikov, Cand. Sci. (Eng.) (2010), Associate Professor of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 70 scientific publications. Area of expertise: nonlinear materials; microwave devices; antennas; thin films.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: agaltyinnikov@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5932-2504>

Roman A. Platonov, Candidate of Technical Sciences (2018), Associate Professor of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 50 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics; microwave devices; antennas.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: raplatonov@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-4556-629X>

Andrey A. Tsymbalyuk, Postgraduate student, engineer of the research laboratory of microwave materials and devices of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: technology of materials for electronic equipment; additive technologies.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: aatsymbaliuk@etu.ru
<https://orcid.org/0009-0002-4044-3167>

Andrey E. Komlev, Cand. Sci. (Eng.) (2011), Associate Professor of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 60 scientific publications. Area of expertise: technology of materials for electronic engineering; plasma.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: aekomlev@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0003-1017-5587>

Низкопрофильная сканирующая антенная решетка с использованием механически управляемых фазовращателей

А. Д. Полигина^{1,2✉}, С. В. Поленга², Е. А. Стригова²

¹АО «НПП "Радиосвязь"», Красноярск, Россия

²Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия

✉ anastasia0711@mail.ru

Аннотация

Введение. В связи с активным развитием спутниковых систем с использованием низкоорбитальных, среднеорбитальных и высокоэллиптических космических аппаратов важной задачей является обеспечение непрерывных приема-передачи сигналов антенными системами (АС) как для мобильных, так и для стационарных наземных терминалов связи. Как правило, в наземных терминалах таких систем используются сканирующие АС. В наши дни получили развитие АС с механоэлектрическим сканированием (МЭС), ввиду того что в подобных системах достигается высокая направленность в широком секторе углов при сохранении малых габаритов антенны и ее невысокой стоимости. Одним из возможных элементов управления лучом являются волноводные фазовращатели в связи с их простой реализацией, малыми потерями и невысокой стоимостью.

Цель работы. Разработка сканирующей антенной решетки (АР) с МЭС, способной обеспечить перестройку луча в пределах $\pm 60^\circ$.

Материалы и методы. Численные исследования проведены методом конечных элементов во временной области.

Результаты. Разработан широкополосный микрополосковый излучающий элемент, работающий в диапазоне частот 10.7...14.5 ГГц, и на его основе построена сканирующая АР, элементом управления которой выступает предложенный фазовращатель на гар-волноводе, обеспечивающий фазовую регулировку более 360° . По результатам электродинамического моделирования АР продемонстрировала возможность сканирования в пределах $\pm 60^\circ$ с деградацией коэффициента направленного действия менее 3 дБ во всем рабочем частотном диапазоне.

Заключение. В статье рассмотрена разработка АС с МЭС с механическим фазовращателем в качестве элемента управления лучом. Разработанная антенная решетка позволяет обеспечить сканирование в секторе углов $\pm 60^\circ$.

Ключевые слова: механоэлектрическое сканирование, антенная решетка, фазовращатель, гар-волновод

Для цитирования: Полигина А. Д., Поленга С. В., Стригова Е. А. Низкопрофильная сканирующая антенная решетка с использованием механически управляемых фазовращателей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 4. С. 36–46.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-36-46

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 23-79-10205).

Статья поступила в редакцию 23.10.2024; принята к публикации после рецензирования 18.12.2024; опубликована онлайн 29.09.2025

Low-Profile Scanning Antenna Array Using Mechanically Controlled Phase Shifters

Anastasia D. Poligina^{1,2✉}, Stanislav V. Polenga², Elena A. Strigova²

¹ JSC «NPP "Radiosviaz"», Krasnoyarsk, Russia

² Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russia

✉ anastasia0711@mail.ru

Abstract

Introduction. In connection with the active development of satellite systems using low-orbit, medium-orbit and highly elliptical spacecraft, an important task is to ensure continuous reception-transmission of signals by antenna systems for both mobile and stationary ground-based communication terminals. As a rule, scanning antenna systems are used in ground terminals of such systems. Nowadays, antenna systems with mechanoelectric scanning have been developed due to the fact that such systems achieve high directivity in a wide range of angles while maintaining small dimensions of the antenna and its low cost. One of the possible elements of beam control are waveguide phase shifters due to their simple realization, low losses and low cost.

Aim. Development of a mechanoelectric scanning antenna array capable of providing beam tunability within $\pm 60^\circ$.

Materials and methods. Numerical investigations have been carried out by finite element method in time domain.

Results. A broadband microstrip radiating element operating in the frequency range of 10.7...14.5 GHz has been developed and a scanning antenna array has been constructed on its basis. The control element of the array is a proposed phase shifter on a gap-waveguide, which provides phase adjustment of more than 360° . According to the results of electrodynamic modeling, the antenna array demonstrated the possibility of scanning within $\pm 60^\circ$ with a degradation of the directivity factor less than 3 dB over the entire operating frequency range.

Conclusion. This paper considers the development of a mechanoelectric scanning antenna system with a mechanical phase shifter as a beam steering element. The developed antenna array allows to provide scanning in the sector of angles $\pm 60^\circ$.

Keywords: mechanoelectrical beam steering, antenna array, phase shifter, gap-waveguide

For citation: Poligina A. D., Polenga S. V., Strigova E. A. Low-Profile Scanning Antenna Array Using Mechanically Controlled Phase Shifters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 4, pp. 36–46. doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-36-46

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

Source of funding. The study was funded by a grant from the Russian Science Foundation (project № 23-79-10205).

Submitted 23.10.2024; accepted 18.12.2024; published online 29.09.2025

Введение. Большая часть территорий мира до сих пор относится к труднодоступным, удаленным и неосвоенным территориям, где отсутствует развитая инфраструктура и наземные сети связи. На данных территориях единственным способом доступа к телекоммуникационным услугам (Интернет, телефония, ТВ, радио и т. д.) остается спутниковая связь.

Спутниковые сети связи развиваются и совершенствуются ввиду постоянно растущих требований к скорости и объему передачи данных, увеличению полосы пропускания канала, улучшению энергетических характеристик и уменьшению массогабаритных параметров антенн, используемых на наземных терминалах.

Активно развиваются системы связи с исполь-

зованием негеостационарных спутников, поскольку такие сети связи позволяют обеспечить широкополосный доступ потребителя к информационным ресурсам с малой задержкой сигнала в любой географической точке [1–4]. Таким образом, исследование методов сканирования и создания на их основе антенных систем (АС) для работы в наземных терминалах перспективных систем спутниковой связи является актуальной задачей.

Традиционно используемые сканирующие антенны в наземных терминалах спутниковой связи имеют существенные недостатки. Системы с электронным сканированием луча становятся все более доступными, но тем не менее дороги в связи с высокой стоимостью активной эле-

Низкопрофильная сканирующая антенная решетка с использованием механически управляемых фазовращателей

Low-Profile Scanning Antenna Array Using Mechanically Controlled Phase Shifters

ментной базы [5; 6], а АС с механическим сканированием не обеспечивают необходимого быстродействия [7] и обладают высоким профилем, что ухудшает аэродинамические характеристики всего терминала в целом. Системы с механоэлектрическим сканированием (МЭС) [8–10], обладая малыми габаритами, при отклонении луча на большие углы способны сохранять свои энергетические характеристики. Преимуществом систем с МЭС является наличие механически управляемых элементов, что снижает их стоимость в сравнении с системами, где используют электронное сканирование (например, активные фазированные антенные решетки (АР) с использованием интегральных микросхем RF ASIC).

Методы. Расчеты проведены посредством электродинамического моделирования. Численные исследования выполнены методом конечных элементов во временной области.

Результаты. Элемент сканирующей АР. Излучающий элемент исследуемой АР представляет собой микрополосковый резонатор, запитываемый излучающей щелью (рис. 1).

Так как щель обладает излучением в обе стороны, ее возбуждение осуществляется через симметричную полосковую линию для снижения излучения в обратном направлении (рис. 2). Подобный способ возбуждения микрополоскового резонатора позволяет обеспечить большую полосу рабочих частот по сравнению с резонатором с двумя слоями металлизации [11; 12].

Элемент выполнен на подложке из материала F4BM220 толщиной 1 мм с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2.2$ и тангенсом диэлектри-

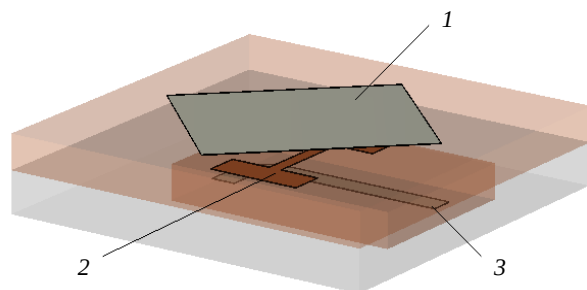


Рис. 1. Структура излучающего элемента АР:
1 – микрополосковый излучатель; 2 – излучающая щель;
3 – запитывающая полосковая линия передачи

Fig. 1. Structure of the radiating element of the antenna array:
1 – microstrip radiator; 2 – radiating slot;
3 – feeding strip transmission line

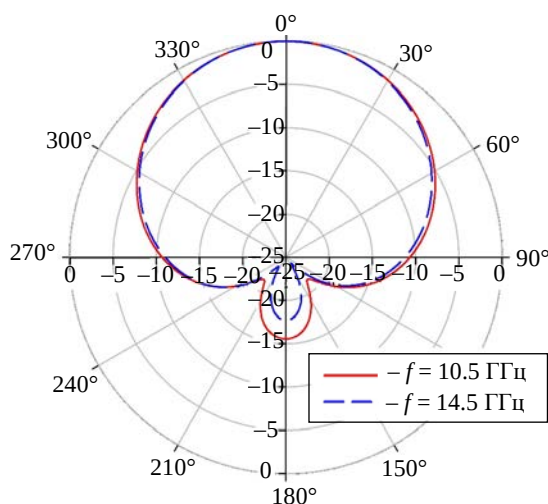


Рис. 2. Диаграмма направленности излучающего элемента в полярных координатах на крайних частотах рабочего диапазона

Fig. 2. Radiation pattern of the radiating element in polar coordinates at the extreme frequencies of the operating range

ческих потерь $\operatorname{tg} \delta = 0.0013$. Система возбуждения выполнена из материала F4BM255 с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2.55$ и толщиной одного слоя 0.5 мм. Размер элемента с учетом подложки составляет 11×11 мм. Коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) в рабочем диапазоне частот 10.7...14.5 ГГц не превышает 1.8 (рис. 3).

Коэффициент усиления излучающего элемента (G) превышает 7 дБ во всем диапазоне частот (рис. 4).

Полученный элемент имеет ширину рабочей полосы частот 45 % по уровню КСВН, равному 2, что покрывает весь связной Ку-диапазон в сравнении с элементами на основе связанных резонаторов [5], полоса которых не превышает 15 %.

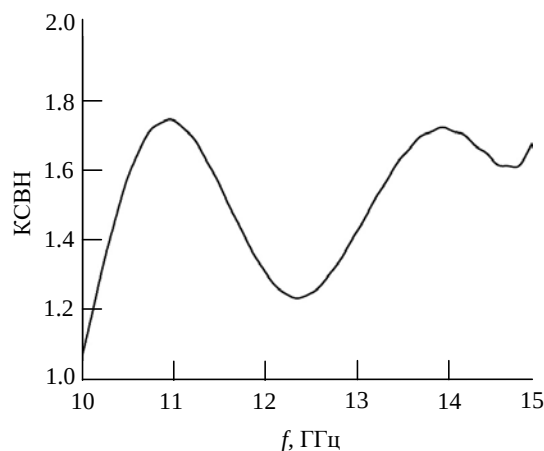


Рис. 3. Частотная зависимость КСВН излучающего элемента

Fig. 3. Frequency dependence of VSWR of the radiating element

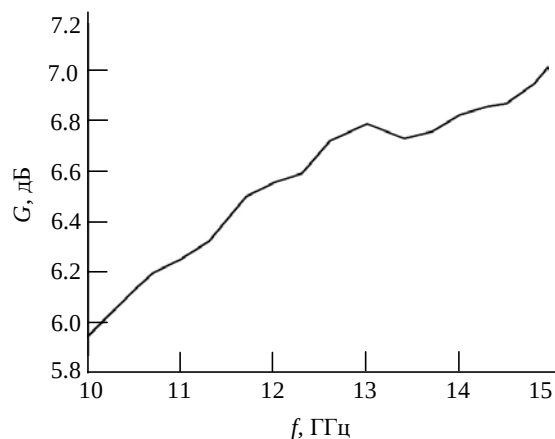


Рис. 4. Частотная зависимость коэффициента усиления излучающего элемента

Fig. 4. Frequency dependence of the gain of the radiating element

Разработка сканирующей АР. На основе рассмотренного элемента построена АР, состоящая из 512 элементов, объединенных в 8 подрешеток 2×32 элемента (рис. 5) с управляемой фазовой задержкой. Сканирование в плоскости элевации осуществляется за счет внесения линейной фазовой задержки по подрешеткам АР механически управляемым фазовращателем. В азимутальной плоскости сканирование осуществляется за счет механического поворота АР в целом.

АР объединена в несколько подрешеток в связи с конструкцией применяемого фазовращателя. При расположении вдоль АР его минимальная ширина составляет 36 мм. Из этого же вытекает минимально возможный шаг АР (при небольшом выходе фазовращателя за края апертуры), равный $d = 11$ мм, что несколько больше, чем 0.5λ на частоте 14.5 ГГц.

В каждой подрешетке находятся две линейки элементов. Система питания АР носит комбинированный характер с использованием различных линий передач для минимизации потерь в тракте и достижения низкого профиля

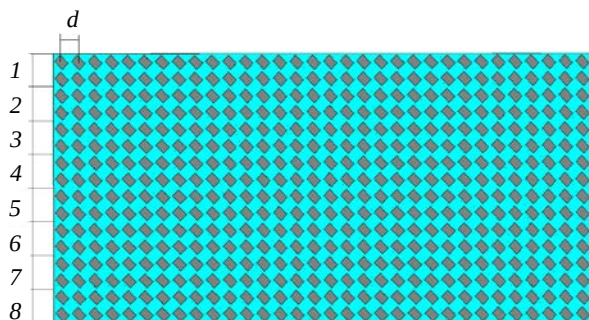


Рис. 5. Антенная решетка, разбитая на подрешетки

Fig. 5. Antenna array divided into sublattices

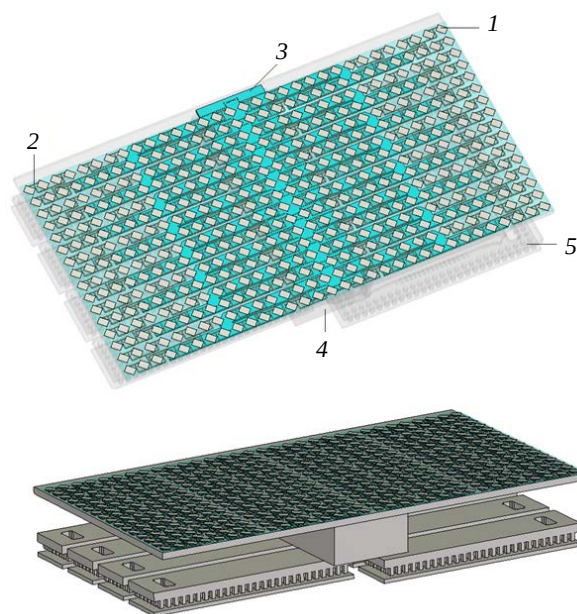


Рис. 6. Модель сканирующей антенной решетки:
1 – излучатель; 2 – полосковая система возбуждения;
3 – тракт на SIW-волноводах; 4 – волноводный переход;
5 – фазовращатель на основе гар-волновода

Fig. 6. Model of scanning antenna array: 1 – radiator;
2 – strip excitation system; 3 – path on SIW-waveguides;
4 – waveguide transition; 5 – phase shifter on the basis of gap-waveguide

антенны в целом. Сканирование обеспечивается механически управляемыми фазовращателями на основе гар-волновода [13]. Электродинамическая модель АР приведена на рис. 6. Габариты АР составляют $352 \times 185 \times 55.5$ мм. Излучающие элементы 1, как описывалось ранее, запитаны полосковой линией передачи 2 через щель. Полосковая линия, в свою очередь, для дальнейшего суммирования элементов подрешеток переходит на SIW-волновод 3, где с помощью волноводного перехода 4 подключается к фазовращателям 5. Выходной делитель мощности на схеме не представлен.

Полосковая система делителей мощности представляет собой бинарную схему, осуществляющую суммирование 16 излучающих элементов (рис. 7).

КСВН делителя продемонстрирован на рис. 8 и не превышает 1.7 в рабочем диапазоне частот.

Далее на материале F4BM300 с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 3.0$ и толщиной 2 мм сконструирован синфазный равноамплитудный делитель мощности на SIW-волноводе, который объединяет 4 выхода полосковых сумматоров. За счет исключения из моделирования экранирующих металлизированных отверстий

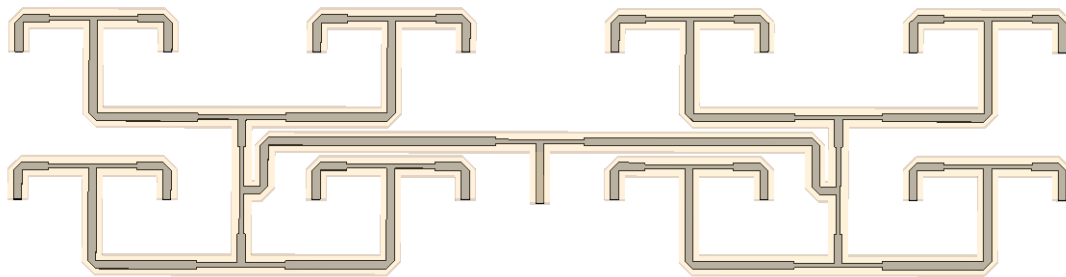


Рис. 7. Делитель мощности на бинарных полосковых делителях

Fig. 7. Power divider on binary strip dividers

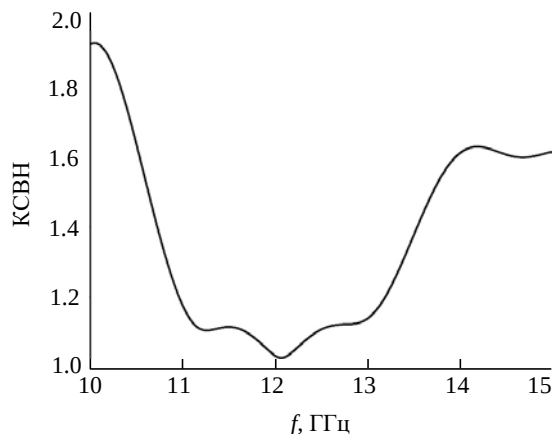


Рис. 8. Частотная зависимость КСВН полоскового делителя мощности

Fig. 8. Frequency dependence of VSWR of the strip power divider

получена упрощенная электродинамическая модель делителя (рис. 9).

Деление мощности осуществлено за счет деления в H -плоскости SIW-волновода. Металлизированные отверстия, расположенные в центре канала SIW-волновода, позволяют достичь необходимого уровня согласования. В рабочем диапазоне КСВН также не превышает 1.7 (рис. 10).

Для переноса энергии с полосковой линии передачи на SIW-волновод был разработан переход, представленный на рис. 11. Мощность с полосковой линии передачи 1 к SIW-волноводу 3 передается за счет использования излучающей щели 2. Для расширения рабочей полосы частот введены согласующие неоднородности в SIW-волноводе 4 и на полосковой линии 5. Неоднородность позволяет добиться дополни-

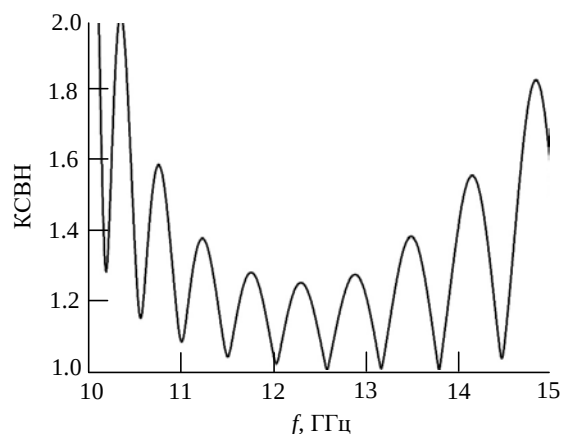


Рис. 10. Частотная зависимость КСВН делителя на SIW-волноводе

Fig. 10. Frequency dependence of VSWR of the divider on the SIW waveguide

тельного резонанса на необходимой частоте. Частотная зависимость КСВН данного перехода представлена на рис. 12.

На следующей ступени диаграммообразующей схемы антенны осуществляется переход с SIW-волновода на волноводную линию передач, так как фазовращатель имеет волноводные выходы стандартного сечения WR-75. В ходе исследования был сконструирован широкополосный делитель мощности на SIW-волноводе с выходом на прямоугольный волновод (рис. 13).

В делителе применены две диафрагмы, одна из которых имеет H -образную форму 2. Часть SIW-волновода в данном случае представляет собой две подложки из материала F4BM300 толщиной 2 мм и с диэлектрической проницаемо-

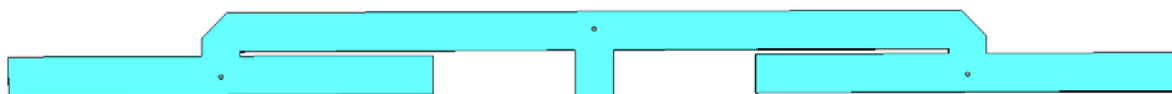


Рис. 9. Делитель мощности на SIW-волноводе

Fig. 9. Power divider on SIW waveguide

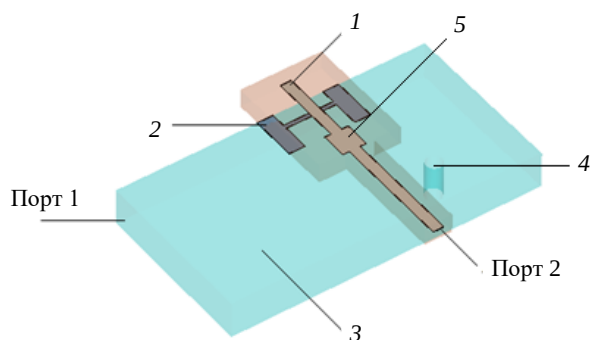


Рис. 11. Переход с полосковой линии на SIW-волновод:
1 – полосковая линия; 2 – переходная щель;
3 – SIW-волновод; 4, 5 – согласующие неоднородности

Fig. 11. Transition from strip line to SIW waveguide:
1 – strip line; 2 – transition slit; 3 – SIW waveguide;
4, 5 – matching inhomogeneities

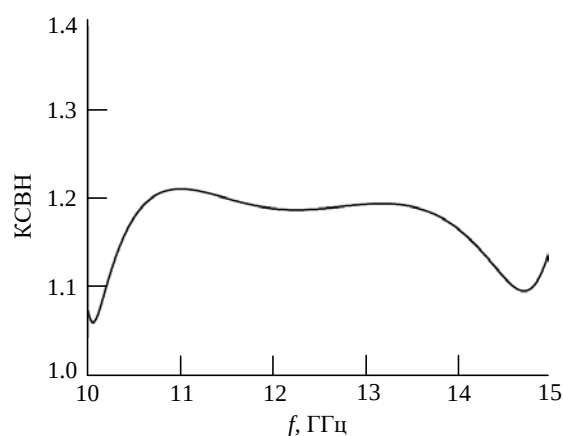


Рис. 12. Частотная зависимость КСВН перехода с полосковой линии на SIW-волновод

Fig. 12. Frequency dependence of VSWR of the transition from strip line to SIW-waveguide

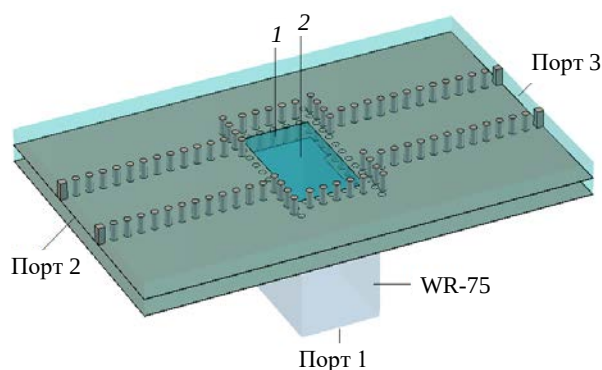


Рис. 13. Структура перехода с SIW-волновода на прямоугольный волновод WR-75:

1 – первая связующая диафрагма прямоугольной формы;
2 – вторая связующая диафрагма H-формы

Fig. 13. Structure of transition from SIW waveguide to WR-75 rectangular waveguide: 1 – first coupling aperture of rectangular shape; 2 – second coupling aperture of H-shape

стью $\varepsilon = 3.0$ каждая. Диафрагмы выступают в роли резонаторов, взаимодействие которых рас-

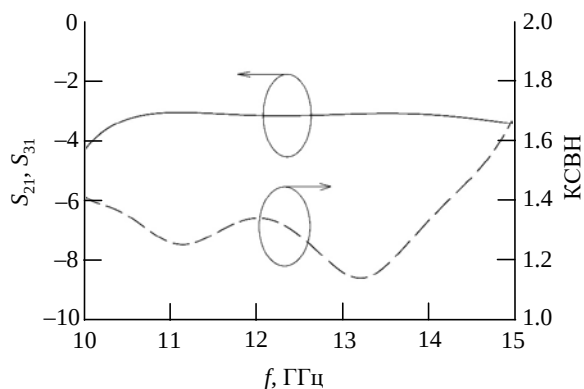


Рис. 14. Частотные зависимости КСВН и коэффициентов передачи перехода с полосковой линии на SIW-волновод

Fig. 14. Frequency dependences of VSWR and transmission coefficients of transition from strip line to SIW-waveguide

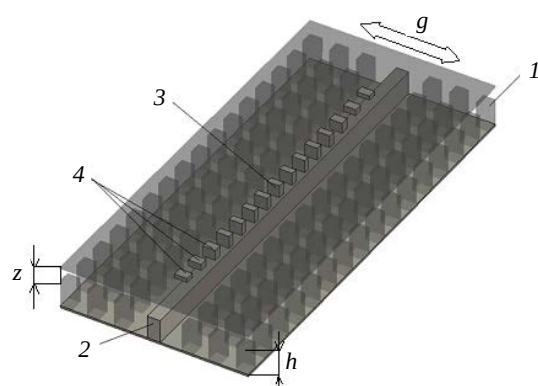


Рис. 15. Модель фазовращателя на гар-волновое:
1 – периодическая заграждающая структура;
2 – П-сечение гар-волновода; 3 – замедляющая
меандровая линия; 4 – элемент согласования

Fig. 15. Model of a phase shifter on a gap-waveguide:
1 – periodic barrier structure;
2 – П-section of the gap-waveguide;
3 – retarding meander line; 4 – matching element

ширяет полосу рабочих частот. На рис. 14 представлены характеристики полученного перехода.

Коэффициент передачи составляет не менее -3.1 дБ в рабочем диапазоне частот, а КСВН не превышает 1.6.

Механически управляемый фазовращатель построен на основе гар-волновода П-сечения (рис. 15) [14].

Особенность гар-волновода как линии передачи по сравнению с классическим полным волноводом в том, что для него не требуется прямого электрического контакта стенок волновода, что делает данную линию передачи перспективной для разработки подвижных СВЧ-узлов.

Периодическая структура в виде штырей 1 служит препятствием к распространению волн в

нежелательных направлениях за счет того, что ведет себя как поверхность с высоким импедансом [15]. Нижняя рабочая частота определяется высотой h штырей в периодической структуре, которая равна приблизительно $\lambda/4$. Верхняя частота зависит также от высоты зазора z до крышки и определяется соотношением $h + z = \lambda/2$, где λ – длина волны в свободном пространстве.

Так как гар-волновод в данном фазовращателе имеет П-сечение, то поперечное электрическое поле концентрируется в узком зазоре между крышкой и П-гребнем (рис. 15, 2), а структура поля приближена к ТЕМ-волне.

На верхней крышке фазовращателя расположена меандровая замедляющая линия (рис. 15, 3). Принцип действия фазовращателя заключается в следующем. Когда $g = 0$ (замедляющая меандровая линия над П-гребнем), концентрация поля между гребнем и замедляющей линией максимальна, фазовая задержка имеет наибольшее значение. Когда замедляющая линия сдвигается в сторону на величину $g \neq 0$, связь ослабляется, и вносимая фазовая задержка уменьшается. Предложенный фазовращатель обеспечивает 360-градусную фазовую перестройку. Высота гребней в меандровой замедляющей линии меняется плавно (рис. 15, 4), что обеспечивает КСВН во всем рабочем диапазоне не более 1.5 (рис. 16).

Исходя из характеристик, представленных на рис. 17, вносимая временная задержка при сдвиге замедляющей линии в рабочем диапазоне частот носит практически линейный ха-

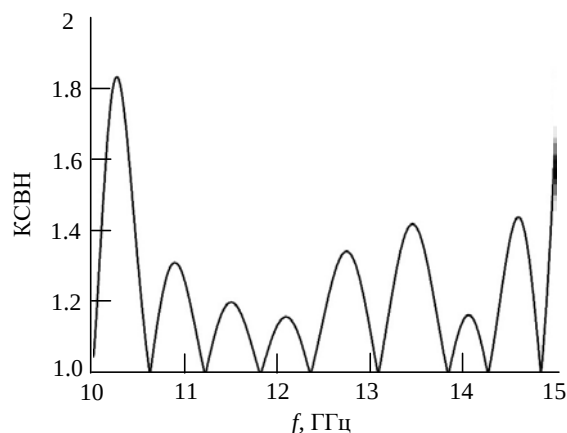


Рис. 16. Частотная зависимость КСВН фазовращателя при $g = 0$

Fig. 16. Frequency dependence of VSWR of the phase shifter at $g = 0$

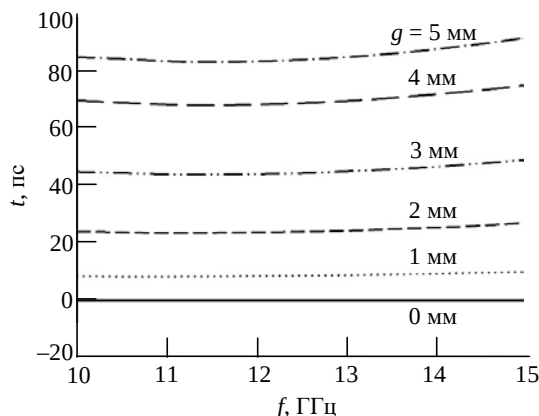


Рис. 17. Частотные зависимости временной задержки при различных сдвигах замедляющей линии

Fig. 17. Frequency dependences of time delay at different shifts of the decelerating line

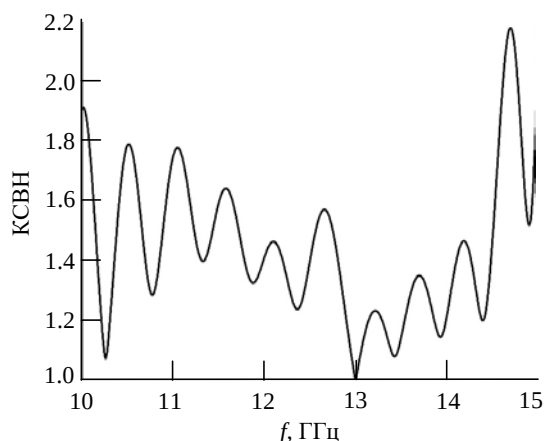


Рис. 18. Частотная зависимость КСВН антенной решетки

Fig. 18. Frequency dependence of VSWR of the antenna array

рактер, что говорит о возможности построения АР с минимальным частотным сканированием.

Электродинамическое моделирование полной АР. Частотная зависимость КСВН полной АР представлена на рис. 18.

Для оценки работы АР с механически управляемым фазовращателем на гар-волноводе были рассчитаны диаграммы направленности (ДН) при различной фазовой задержке ϕ на фазовращателях на крайних частотах рабочего диапазона (рис. 19).

Деградация коэффициента направленного действия (КНД) при отклонении луча на 40° составляет около 4 дБ на частоте 10.7 ГГц и около 6 дБ на 14.5 ГГц согласно графику, представленному на рис. 20.

На верхней частоте рабочего диапазона при фазовой задержке 210° наблюдается сильное

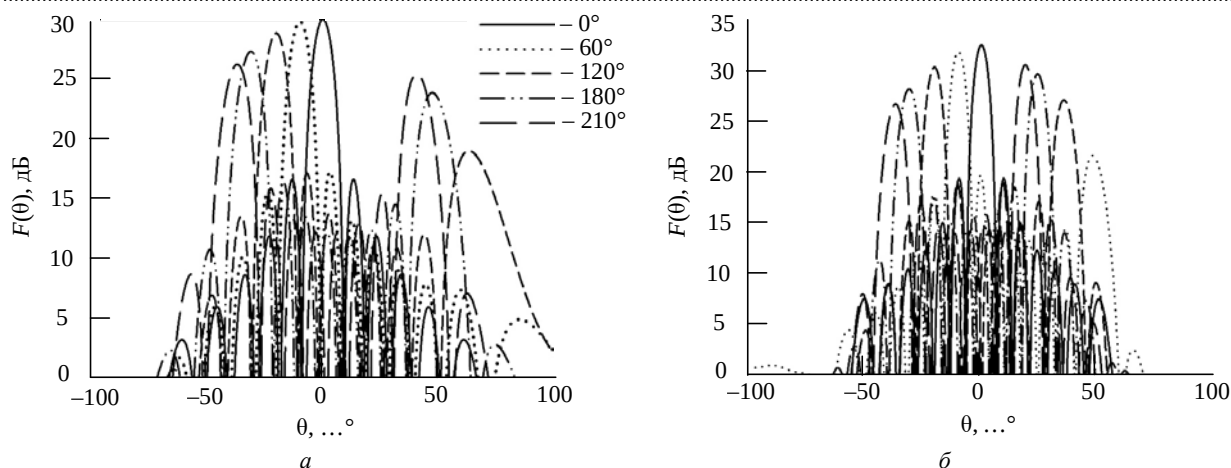


Рис. 19. Диаграммы направленности антенной решетки при различных значениях фазовой задержки:
а – частота 10.7 ГГц; б – частота 14.5 ГГц

Fig. 19. Radiation patterns of the antenna array at different values of the phase delay:
а – frequency 10.7 GHz; б – frequency 14.5 GHz

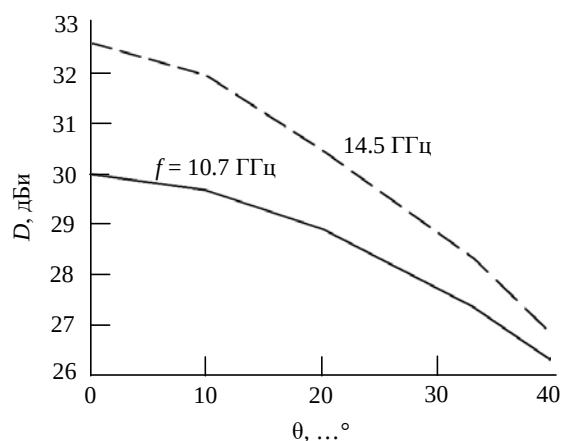


Рис. 20. Зависимость КНД от угла отклонения диаграммы направленности

Fig. 20. Dependence of directivity on the angle of deflection of the radiation pattern

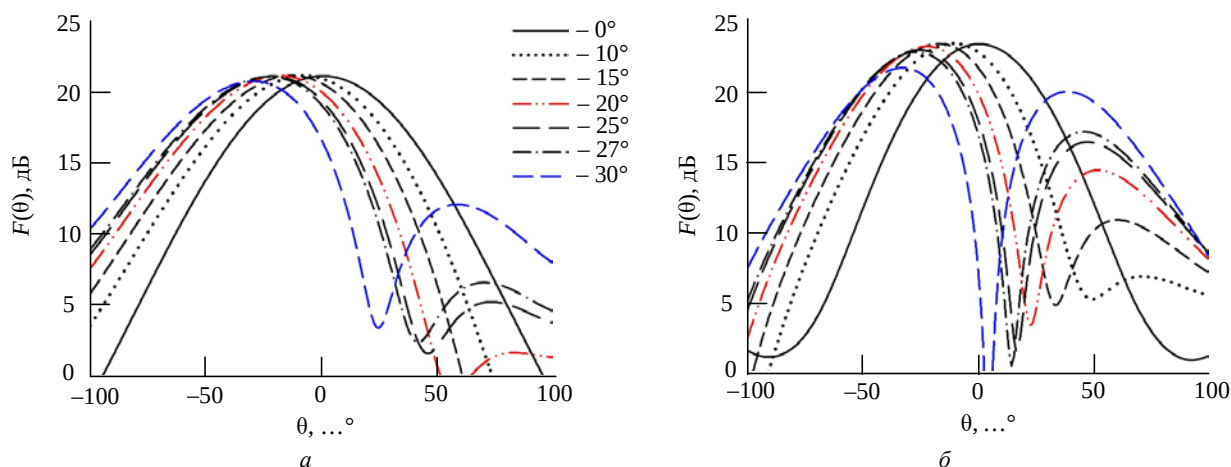


Рис. 21. Диаграммы направленности подрешетки при различной фазовой задержке на линиях:
а – частота 10.7 ГГц; б – частота 14.5 ГГц

Fig. 21. Radiation patterns of the subarray at different phase delays on the lines:
а – frequency 10.7 GHz; б – frequency 14.5 GHz

возрастание бокового лепестка, связанное с ДН подрешетки.

Диапазон сканирования не достигает более широких углов из-за узкой ДН подрешетки. Для расширения диапазона сканирования АР и увеличения КНД ДН подрешетки следует наклонить. На рис. 21 представлены ДН подрешетки при различных вносимых линейных фазовых задержках на линиях.

Исследование показало, что наиболее оптимальным будет отклонение ДН подрешетки на угол 25° , при котором достигается минимальное падение КНД АР во всем рабочем диапазоне частот. На рис. 22 представлены ДН АР при соответствующей подрешетке и различных фазовых задержках φ фазовращателя на гар-волноводах.

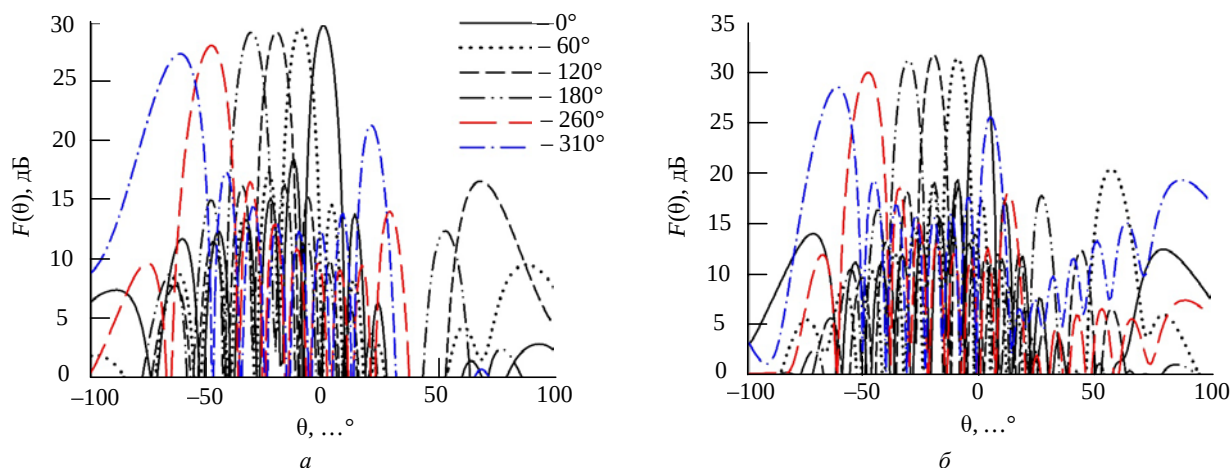


Рис. 22. Диаграммы направленности антенной решетки при сканировании: а – частота 10.7 ГГц; б – частота 14.5 ГГц

Fig. 22. Radiation patterns of the antenna array during scanning: а – frequency 10.7 GHz; б – frequency 14.5 GHz

Падение КНД составляет 2.5 дБ на частоте 10.7 ГГц и 2.96 дБ на частоте 14.5 ГГц, а угол сканирования превышает 60°. Использование отклоненной ДН подрешетки снизило КНД в 0° на 0.2 дБ на частоте 10.7 ГГц и на 0.38 дБ на частоте 14.5 ГГц.

Закключение. По результатам электродинамического моделирования можно сделать вывод о возможности использования механически управляемого фазовращателя на гар-волноводе для построения АС с механоэлектрическим типом сканирования. КНД разработанной АР в секторе углов сканирования $\pm 60^\circ$ в диапазоне частот 10.7...14.5 ГГц снижается на 2.96 дБ. Использование предложенного фазовращателя дает возможность построения систем управления лучом, а использование механоэлектриче-

ского типа сканирования позволяет сделать АС более доступной потребителю. Использование подрешетки с отклоненной ДН позволяет скорректировать ДН подрешетки таким образом, чтобы максимально расширить сектор сканирования при разреженном количестве управляемых элементов.

Таким образом, полученная модель АР с фазовращателем на гар-волноводе в качестве управляемого элемента обеспечивает широкоугольное МЭС, что необходимо при построении терминалов спутниковой связи.

Также стоит отметить, что разработанный фазовращатель обладает высокой технологической воспроизводимостью и простотой изготовления, что может существенно снизить стоимость сканирующей антенны.

Список литературы

1. A fast and accurate LEO satellite-based direct position determination assisted by TDOA measurements / S. Li, Q. Zhang, B. Deng, B. Wu, Y. Gao // China Communications. 2022. Vol. 19, № 1. P. 92–103. doi: 10.23919/JCC.2022.01.008
2. Architectures and Key Technical Challenges for 5G Systems Incorporating Satellites / A. Guidotti, A. Vanelli-Coralli, M. Conti, S. Andrenacci, S. Chatzinotas, N. Maturo // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2019. Vol. 68, № 3. P. 2624–2639. doi: 10.1109/TVT.2019.2895263
3. Satellite Communications in the New Space Era: A Survey and Future Challenges / O. Kodheli, E. Lagunas, N. Maturo, Sh. K. Sharma, B. Shankar, J. F. M. Montoya // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2021. Vol. 23, № 1. P. 70–109. doi: 10.1109/COMST.2020.3028247
4. Laniewski D., Lanfer E., Aschenbruck N. Measuring Mobile Starlink Performance: A Comprehensive

Look // IEEE Open J. of the Communications Society. 2025. Vol. 6. P. 1266–1283.

doi: 10.1109/OJCOMS.2025.3539836

5. Design and prototyping of a microstrip transmit-receive array antenna for mobile Ku-band satellite terminals / R. Manrique, R. Torres, C. Domínguez, F. Tiezzi, J. R. Mosig // Proc. of the 4th European Conf. on Antennas and Propagation, Barcelona, Spain, 12–16 Apr. 2010. IEEE, 2010. P. 1–5.

6. Yang G., Zhang Y., Zhan S. Wide-Band and Wide-Angle Scanning Phased Array Antenna for Mobile Communication System // IEEE Open J. of Antennas and Propagation. 2021. Vol. 2. P. 203–212. doi: 10.1109/OJAP.2021.3057062

7. Wang Z. X., Dou W. B. Dielectric Lens Antennas Designed for Millimeter Wave Application // Joint 31st Intern. Conf. on Infrared Millimeter Waves and 14th Intern. Conf. on Terahertz Electronics. Shanghai, China, 18–22 Sept. 2006. IEEE, 2006. P. 376.

doi: 10.1109/ICIMW.2006.368584

8. ФАР с механоэлектрическим сканированием / Е. А. Литинская, В. С. Панько, С. В. Поленга, Ю. П. Саломатов // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 1. С. 24–27.

9. Lin H. S., Mou L. W., Cheng Y. J. High-Efficiency Wide-Angle Scanning Mechanoelectrical Hybrid Phased Array Antenna with Mechanically Reconfigurable Element Pattern // IEEE Antennas and Wireless Propagation Let. 2023. Vol. 22, № 7. P. 1567–1571.

doi: 10.1109/LAWP.2023.3251439

10. Разработка и исследование планарной антенны с широкоугольным механическим сканированием / Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Д. К. Проскурин, Н. Б. Смольянов // Радиолокация, навигация, связь : сб. тр. XXX Междунар. науч.-техн. конф.: в 5 т., Воронеж, 16–18 апр. 2024. Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2024. С. 225–230.

11. A New Design of K/Ka Dual-Band Aperture Coupled Antenna / Z. Lai, J. Jiang, F. Zhu, Y. Chen // 12th Int. Conf. on communication software and networks (ICCSN), Chongqing, China, 12–15 June 2020. IEEE, 2020. P. 182–185.

doi: 10.1109/ICCSN49894.2020.9139121

12. Wideband Aperture Coupled Line Feeding Microstrip Patch Antenna Design Using Different Shaped Patches / M. Abdullah-Al-Mamun, M. S. Anower, M. R. Billah, S. Datto // Int. Conf. on computer communication and informatics, Coimbatore, India, 27–29 Jan. 2021. IEEE, 2021. P. 1–6.

doi: 10.1109/ICCCI50826.2021.9402296

13. Механически управляемый фазовращатель Ku-диапазона / А. Д. Полигина, С. В. Поленга, Е. А. Стригова, Р. О. Рязанцев // Письма в ЖТФ. 2024. Т. 50, вып. 13. С. 47–50.

doi: 10.61011/PJTF.2024.13.58169.19881

14. Полигина А. Д., Поленга С. В., Стригова Е. А. Механически управляемый фазовращатель на основе gap-волновода // Письма в ЖТФ. 2024. Т. 50, вып. 3. С. 44–46.

doi: 10.61011/PJTF.2024.03.57044.19748

15. Gap waveguide PMC packaging for improved isolation of circuit components in high-frequency microwave modules / A. U Zaman, M. Alexanderson, T. Vukusic, P. S. Kildal // IEEE Trans. Components, Packaging and Manufacturing Technol. 2014. Vol. 4, iss. 1. P. 16–25.

doi:10.1109/TCPMT.2013.2271651

Информация об авторах

Полигина Анастасия Дмитриевна – магистр по направлению "Радиотехника" (2021, Сибирский федеральный университет), аспирантка по направлению "Антенны, устройства СВЧ и их технологии", инженер-исследователь кафедры радиотехники Сибирского федерального университета, инженер-конструктор АО «НПП "Радиосвязь"». Автор 22 научных работ. Сфера научных интересов – антенны и СВЧ-устройства; спутниковая связь.

Адрес: АО «НПП "Радиосвязь"», ул. Декабристов, д. 19, Красноярск, 660021, Россия

E-mail: anastasia0711@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5810-7626>

Поленга Станислав Владимирович – преподаватель-исследователь по направлению "Радиотехника" (2009, Сибирский федеральный университет), старший преподаватель кафедры радиотехники Сибирского федерального университета. Автор 50 научных работ. Сфера научных интересов – антенны и СВЧ-устройства; отражательные антенные решетки; квазиоптические антенны, метаматериалы.

Адрес: Сибирский федеральный университет, пр. Свободный, д. 79, Красноярск, 660041, Россия

E-mail: twinlive@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-1375-2629>

Стригова Елена Алексеевна – кандидат технических наук (2022), старший преподаватель кафедры радиотехники Сибирского федерального университета. Автор 35 научных работ. Сфера научных интересов – антенны и СВЧ-устройства; спутниковая связь; сканирующие антенны.

Адрес: Сибирский федеральный университет, пр. Свободный, д. 79, Красноярск, 660041, Россия

E-mail: ylitinskaya@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-4442-8047>

References

1. Li S., Zhang Q., Deng B., Wu B., Gao Y. A Fast and Accurate LEO Satellite-Based Direct Position Determination Assisted by TDOA Measurements. China Communications. 2022, vol. 19, no. 1, pp. 92–103.

doi: 10.23919/JCC.2022.01.008

2. Guidotti A., Vanelli-Coralli A., Conti M., Andrenacci S., Chatzinotas S., Maturo N. Architectures and Key Technical Challenges for 5G Systems Incorporating Satellites. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2019, vol. 68, no. 3, pp. 2624–2639.

doi: 10.1109/TVT.2019.2895263

3. Kodheli O., Lagunas E., Maturo N., Sharma Sh. K., Shankar B., Montoya J. F. M. Satellite Communications in the New Space Era: A Survey and Future Challenges. IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2021, vol. 23, no. 1, pp. 70–109.

doi: 10.1109/COMST.2020.3028247

4. Laniewski D., Lanfer E., Aschenbruck N. Measuring Mobile Starlink Performance: A Comprehensive Look. IEEE Open J. of the Communications Society. 2025, vol. 6, pp. 1266–1283.

doi: 10.1109/OJCOMS.2025.3539836

Низкопрофильная сканирующая антенная решетка

с использованием механически управляемых фазовращателей

Low-Profile Scanning Antenna Array Using Mechanically Controlled Phase Shifters

5. Manrique R., Torres R., Domínguez C., Tiezzi F., Mosig J. R. Design and Prototyping of a Microstrip Transmitreceive Array Antenna for Mobile Ku-band Satellite Terminals. Proc. of the 4th European Conf. on Antennas and Propagation, Barcelona, Spain, 12–16 April 2010. IEEE, 2010, pp. 1–5.

6. Yang G., Zhang Y., Zhan S. Wide-Band and Wide-Angle Scanning Phased Array Antenna for Mobile Communication System. IEEE Open J. of Antennas and Propagation. 2021, vol. 2, pp. 203–212. doi: 10.1109/OJAP.2021.3057062

7. Wang Z. X., Dou W. B. Dielectric Lens Antennas Designed for Millimeter Wave Application. Joint 31st Intern. Conf. on Infrared Millimeter Waves and 14th Intern. Conf. on Terahertz Electronics. Shanghai, China, 18–22 Sept. 2006. IEEE, 2006, p. 376. doi: 10.1109/ICIMW.2006.368584

8. Litinskaya E. A., Panko V. S., Polenga S. V., Salomatov Yu. P. Phased Array Antenna with Mechanical and Electronic Beam Steering. J. Achievements of Modern Radioelectronics. 2015, no. 1, pp. 24–27. (In Russ.)

9. Lin H. S., Mou L. W., Cheng Y. J. High-Efficiency Wide-Angle Scanning Mechano-electrical Hybrid Phased Array Antenna with Mechanically Reconfigurable Element Pattern. IEEE Antennas and Wireless Propagation Let. 2023, vol. 22, no. 7, pp. 1567–1571. doi: 10.1109/LAWP.2023.3251439

10. Pasternak Yu. G., Pendyurin V. A., Proskurin D. K., Smolyanov N. B. Development and Study of the Planar Antenna with Wide-Angle Mechanical Scanning. Radiolocation, navigation, communication : Proc. of the XXX Intern. Scientific and Technical

Conf. Voronezh, 16–18 April 2024. Voronezh, Publishing House VSU, 2024, pp. 225–230. (In Russ.)

11. Lai Z., Jiang J., Zhu F., Chen Y. A New Design of K/Ka Dual-Band Aperture Coupled Antenna. 12th Int. Conf. on communication software and networks (ICCSN), Chongqing, China, 12–15 June 2020. IEEE, 2020, pp. 182–185. doi: 10.1109/ICCSN49894.2020.9139121

12. Abdullah-Al-Mamun M., Anower M. S., Bilal M. R., Datto S. Wideband Aperture Coupled Line Feeding Microstrip Patch Antenna Design Using Different Shaped Patches. Int. Conf. on computer communication and informatics, Coimbatore, India, 27–29 Jan. 2021. IEEE, 2021, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICCCI50826.2021.9402296

13. Poligina A. D., Polenga S. V., Strigova E. A., Ryazantsev R. O. Mechanically Controlled Ku-Band Phase Shifter. Technical Physics Let. 2024, vol. 50, iss. 13, pp. 47–50. (In Russ.) doi: 10.61011/PJTF.2024.13.58169.19881

14. Poligina A. D., Polenga S. V., Strigova E. A. Mechanically Controlled Phase Shifter Based on a Gap-Waveguide. Technical Physics Let. 2024, vol. 50, iss. 3, pp. 44–46. (In Russ.) doi: 10.61011/PJTF.2024.03.57044.19748

15. Zaman A. U., Alexanderson M., Vukusic T., Kildal P. S. Gap Waveguide PMC Packaging for Improved Isolation of Circuit Components in High-Frequency Microwave Modules. IEEE Trans. Components, Packaging and Manufacturing Technol. 2014, vol. 4, iss. 1, pp. 16–25. doi:10.1109/TCPMT.2013.2271651

Information about the authors

Anastasia D. Poligina, Master's degree in Radio engineering (2021, Siberian Federal University), Postgraduate student in Antennas, microwave devices and their technologies, Research engineer of the Department of Radio Engineering of Siberian Federal University, Design engineer of JSC «NPP "Radiosviaz"». The author of 22 scientific publications. Area of expertise: antennas and microwave devices; satellite communications. Address: JSC «NPP "Radiosviaz"», 19, Dekabristov St., Krasnoyarsk 660021, Russia
E-mail: anastasia0711@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5810-7626>

Stanislav V. Polenga, Teacher-Researcher in Radio engineering (2009, Siberian Federal University), Senior Lecturer of the Department of Radio Engineering of Siberian Federal University. The author of 50 scientific publications. Area of expertise: antennas and microwave devices; reflective antenna arrays; quasi-optical antennas, metamaterials. Address: Siberian Federal University, 79, Svobodny Ave., Krasnoyarsk 660041, Russia
E-mail: twinlive@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-1375-2629>

Yelena A. Strigova, Cand. Sci. (Eng.) (2022), Senior Lecturer of the Department of Radio Engineering of Siberian Federal University. The author of 35 scientific publications. Area of expertise: antennas and microwave devices; satellite communications; scanning antennas. Address: Siberian Federal University, 79, Svobodny Ave., Krasnoyarsk 660041, Russia
E-mail: ylitinskaya@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-4442-8047>

Влияние длительности зондирующего импульса на работу помехозащищенного дискриминатора дальности

С. И. Зиятдинов[✉], О. И. Красильникова

Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия

[✉] ziat.53@mail.ru

Аннотация

Введение. Рассмотрена работа радиолокационной системы автоматического сопровождения цели по дальности (АСД), оснащенной с целью повышения точности оценки дальности системой селекции движущихся целей (СДЦ), в условиях интенсивных пассивных помех в виде отражений от земной поверхности, уровень которых может значительно превосходить полезные сигналы. Сопровождение по дальности системой АСД осуществляется парой следящих полустрелов, в которые при движении цели при каждом зондировании пространства попадают слабо коррелированные сигналы от различных участков земной поверхности, что снижает эффективность работы системы СДЦ и увеличивает ошибки измерения дальности.

Цель работы. Исследование корреляционных свойств пассивных помех при работе системы АСД в зависимости от длительности зондирующего импульса и скорости движения цели. Определение эффективности работы системы СДЦ в составе системы АСД при воздействии коррелированных помех. Оценка влияния длительности зондирующих импульсов РЛС и скорости движения цели на коэффициент подавления пассивных помех и работу дискриминатора дальности при работе системы АСД.

Материалы и методы. В основу работы положен метод корреляционного анализа статистических свойств сигналов и устройств их обработки.

Результаты. Получено выражение для корреляционной функции флуктуаций сигналов, отраженных однородной земной поверхностью, учитывающее длительность зондирующего импульса и скорость движения цели применительно к импульсным РЛС с СДЦ. Представлены результаты расчетов коэффициента подавления пассивной помехи средствами СДЦ в составе помехозащищенного дискриминатора дальности для различных значений длительности зондирующего импульса и скорости движения цели. Показано, что с уменьшением длительности зондирующего импульса, а также с ростом скорости движения цели коэффициент подавления пассивной помехи значительно уменьшается, а дисперсия помехового сигнала на выходе дискриминатора дальности системы АСД существенно возрастает. Так, при интервале времени $\tau = 0.02$ с, скорости движения цели $v_p = 500$ км/ч и изменении длительности зондирующего импульса с 1 до 0.1 мкс коэффициент корреляции межпериодных флуктуаций пассивной помехи $r_m(nT)$ уменьшается с 0.83 до 0.67, что приводит к уменьшению коэффициента подавления пассивной помехи системой СДЦ.

Заключение. Полученные в статье результаты могут быть полезны при проектировании импульсных радиолокационных станций с СДЦ, использующих помехозащищенные системы измерения параметров движущихся целей.

Ключевые слова: пассивная помеха, зондирующий импульс, радиальная скорость, измерение дальности, система селекции движущихся целей, коэффициент подавления пассивной помехи

Для цитирования: Зиятдинов С. И., Красильникова О. И. Влияние длительности зондирующего импульса на работу помехозащищенного дискриминатора дальности // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 4. С. 47–56.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-47-56

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 26.01.2025; принята к публикации после рецензирования 21.04.2025; опубликована онлайн 29.09.2025



Influence of Probing Pulse Duration on the Operation of Interference-Proof Range Discriminator

Sergei I. Ziatdinov✉, Olga I. Krasilnikova

State University of Aerospace Instrumentation, Saint Petersburg, Russia

✉ ziat.53@mail.ru

Abstract

Introduction. The operation of a radar system of automatic range tracking (ATR), equipped with a moving target selector (MTS) for the purpose of increasing assessment accuracy, under conditions of intensive passive interference in the form of reflections from the Earth's surface is considered. The level of such passive interference can significantly exceed useful signals. Range tracking by the ATR system is carried out by a pair of tracking half-strobes, which receive weakly correlated signals from different parts of the Earth's surface during each probing of the space. This reduces the efficiency of the MTS system and increases the error of range measurement.

Aim. To study the correlation properties of passive interference in the modes of search and automatic tracking of moving targets by the ATR system depending on probing pulse duration and target velocity. To determine the efficiency of the MTS system as part of the ATR system when exposed to correlated interference. To evaluate the effect of probing pulse duration and target velocity on the passive interference suppression coefficient and range discriminator operation when the ATR system operates in the search and automatic tracking modes.

Materials and methods. The method of correlation analysis of statistical properties of signals and devices for their processing was used.

Results. We derived an expression for the correlation function of signal fluctuations reflected by a homogeneous Earth's surface, taking into account probing pulse duration and target velocity as applied to pulse Doppler radars. The results of calculating the passive interference suppression coefficient by means of the MTS as part of an interference-proof range discriminator for various values of probing pulse duration and target velocity are presented. It is shown that a decrease in probing pulse duration, as well as an increase in target velocity, leads to a significant decrease in the passive interference suppression coefficient and an increase in the dispersion of the interference signal at the output of the range discriminator of the ATR system. Thus, when the target velocity interval is $\tau = 0.2$ s, the target velocity is $v_p = 500$ km/h, and the probing pulse duration varies from 1 to $0.1 \mu\text{s}$, the correlation coefficient of the inter-period fluctuations of the passive interference $r_m(nT)$ decreases from 0.83 to 0.67, resulting in a decrease in the suppression coefficient of the passive interference by the MTS system.

Conclusion. The results obtained can be used when designing pulse Doppler radars using interference-proof systems for measuring the parameters of moving targets.

Keywords: passive interference, probing pulse, radial velocity, range measurement, moving target selection system, passive interference suppression coefficient

For citation: Ziatdinov S. I., Krasilnikova O. I. Influence of Probing Pulse Duration on the Operation of Interference-Proof Range Discriminator. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 4, pp. 47–56.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-47-56

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

Submitted 26.01.2025; accepted 21.04.2025; published online 29.09.2025

Введение. К числу задач, решаемых различными радиолокационными системами, относится обнаружение целей и измерение их текущих параметров – дальности, координат пространственного положения, скорости, ускорения и т. д. С целью повышения точности оценки дальности, углового положения и скорости цели применяют различные системы ав-

томатического сопровождения по дальности (АСД), угловым координатам и скорости.

В реальных условиях работа радиолокационной станции (РЛС) существенно усложняется наличием помех различного рода. Кроме внутренних шумов приемника РЛС это могут быть специально организованные мешающие сигналы и пассивные помехи в виде отражений

от земной, водной поверхностей и метеорообразований [1–5]. При этом уровень пассивных помех может на 20...40 дБ и более превышать полезные сигналы, отраженные движущимися целями. На практике для обнаружения движущихся целей на фоне мощных пассивных помех используются системы селекции движущихся целей (СДЦ). Работа систем СДЦ основана на применении доплеровских фильтров в виде устройств череспериодного вычитания различной кратности либо полосовых фильтров [3–9].

Вопросы построения и анализа различных радиолокационных систем в условиях воздействия пассивных помех достаточно полно рассмотрены как в отечественной, так и в иностранной литературе [3–15], где отражены объемные исследования спектрально-корреляционных свойств различного рода помех и их влияние на тактические свойства систем со средствами СДЦ. При этом исследована работа бортовых и наземных РЛС с СДЦ с внутренней и внешней когерентностью, работающих как в непрерывном или в квазинепрерывном режиме, так и в импульсном режиме большой скважности. Кроме того, уделено внимание построению РЛС с адаптивными системами СДЦ, свойства которых изменяются при изменении параметров полезных сигналов, отраженных движущимися целями, и пассивных помех.

В настоящей статье показано, что в наземных РЛС с СДЦ, оснащенных системами АСД, в режиме поиска и автосопровождения движущихся целей по дальности в условиях наличия

пассивной помехи происходит частичная декорреляция пассивной помехи в пределах следящих полустробиов, зависящая от длительности зондирующего импульса и скорости движения цели, что снижает коэффициент подавления пассивной помехи. Настоящая статья посвящена исследованию влияния длительности зондирующего импульса на характеристики дискриминатора дальности помехозащищенной системы АСД с использованием устройства СДЦ.

Метод. В основу исследований положен корреляционный метод анализа статистических свойств обрабатываемых сигналов. Получено выражение для корреляционной функции пассивной помехи, учитывающее длительность зондирующего импульса и скорость движения цели применительно к наиболее широко используемым РЛС с СДЦ при большой скважности излучаемых сигналов.

В качестве примера рассмотрим устройство обработки сигналов (рис. 1), представляющее собой часть системы АСД и включающее в себя фазовый детектор (ФД), генератор опорного напряжения (ГОН), дискриминатор дальности и генератор двух следящих полустробиов (ГПС) [1, 3, 4]. Дискриминатор дальности оснащен средствами СДЦ в виде двух схем однократного череспериодного вычитания, содержащих входные строб-каскады СК1 и СК2, линии задержки (ЛЗ) на период зондирования T и два вычитающих устройства, и выходным вычитающим устройством. Представленное устройство обработки решает задачу формирования сигнала рассогла-

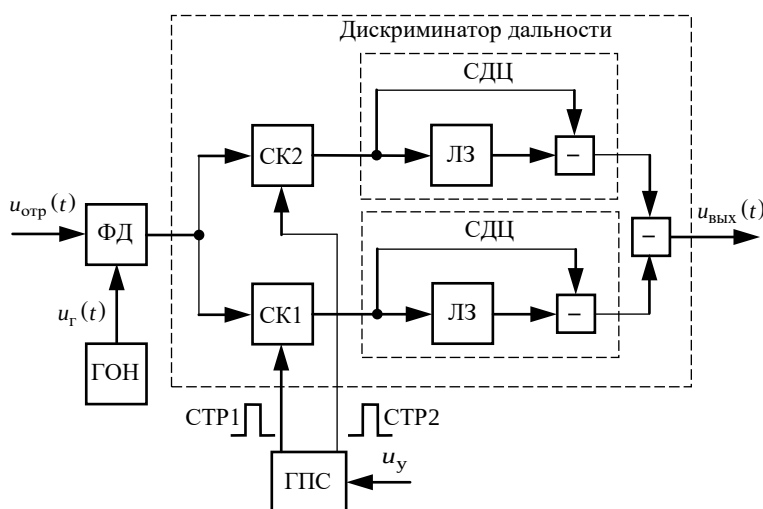


Рис. 1. Устройство обработки сигналов

Fig. 1. Signal processing device

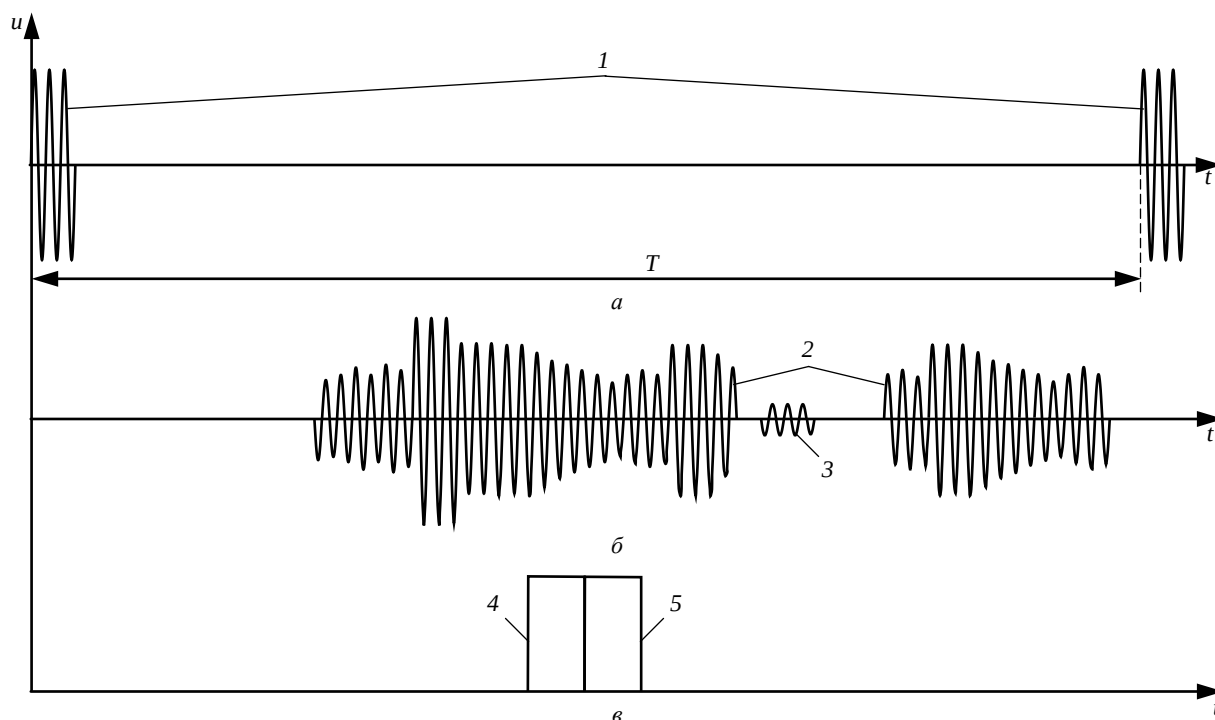


Рис. 2. Сигналы в контрольных точках: a – зондирующие импульсы 1; b – пассивная помеха 2 и полезный сигнал 3; e – полустробы СДЦ 4 и 5

Fig. 2. Signals at control points: a – probing pulses 1; b – passive interference 2 and useful signal 3; e – half-strobes of the moving target selector 4 and 5

сования (сигнала ошибки) центра тяжести отраженного объектом импульса и оси симметрии следящих полустробов.

На рис. 2 представлены временные реализации сигналов, поясняющие работу устройства обработки сигналов.

На рис. 2, a показаны зондирующие импульсы РЛС. Возможные временные реализации отраженного полезного сигнала и пассивной помехи в одном радиолокационном такте изображены на рис. 2, b . На рис. 2, e показаны следящие полустробы системы АСД. Взаимное положение помехи и полезного сигнала, а также следящих полустробов в процессе поиска и слежения может изменяться.

Принцип работы рассматриваемого устройства в составе системы АСД подробно изложен в [2–4]. Система АСД работает в двух режимах – поиска и автоматического сопровождения цели по дальности. В процессе работы системы АСД синхронизатор РЛС вырабатывает периодическую последовательность коротких видеоимпульсов с периодом T . Каждым синхронизирующим импульсом запускается временной модулятор, формирующий короткий видеоимпульс, время задержки которого относительно

синхронизирующего импульса определяется выходным напряжением сглаживающих цепей следящей системы АСД. Выходным импульсом временного модулятора запускается генератор полустробов ГПС, на выходе которого формируются два следующих друг за другом следящих полустроба (рис. 2, e), поступающих на входы строб-каскадов СК1 и СК2.

На рис. 2, b полезный сигнал представлен коротким радиоимпульсом 3 с частотой ω_c , а пассивная помеха (отражения от земной поверхности) – протяженным в пределах радиолокационного такта радиосигналом 2 с частотой ω_{Π} .

Аддитивная смесь отраженных от цели радиоимпульсов полезного сигнала 3 и пассивной помехи 2 (рис. 2, b) с выхода приемного устройства РЛС на высокой частоте поступает на вход ФД, на другой вход которого подается непрерывное гармоническое опорное напряжение с ГОН. В ФД входной сигнал переносится с радиочастоты на видеочастоту. Видеоимпульсы цели и пассивной помехи с выхода ФД подаются на входы строб-каскадов СК1 и СК2 дискриминатора дальности, на вторые входы которых, как отмечено ранее, одновременно с выхода ГПС поступают следящие полустробы

(рис. 2, в). В результате на выходах СК1 и СК2 вырабатываются видеоимпульсы, длительность которых соответствует времени перекрытия импульса цели и конкретного полустроба.

При наличии во входном сигнале пассивной помехи последняя подавляется схемой череспериодного вычитания, и далее импульсы полезного сигнала подаются на выходное вычитающее устройство, на выходе которого выделяется напряжение, пропорциональное времени рассогласования центра тяжести импульса полезного сигнала и оси симметрии следящих полустробов. Это сигнал ошибки, который при дальнейшем использовании для коррекции временного положения полустробов устремляет рассогласование полезного сигнала и полустробов к нулю.

В режиме поиска цели длительность выходных импульсов временного модулятора и, соответственно, задержка следящих полустробов линейно изменяются. Поиск цели ведется от минимальной дальности до максимальной, поэтому при наличии цели импульс полезного сигнала в первую очередь совпадает со вторым полустробом. При достижении этого совпадения система АСД переходит в режим автоматического сопровождения цели по дальности.

В импульсных РЛС, работающих в режиме большой скважности (длительность излучаемых импульсов много меньше периода их следования), совокупность сигналов на выходе усилителя промежуточной частоты приемника РЛС – отраженных движущейся целью, земной поверхностью, – и внутреннего шума приемника описывается следующим образом:

$$u_{\text{отр}}(t) = U_c(t) \cos[\omega_c t + \varphi_c(t)] + U_{\Pi}(t) \cos[\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}(t)] + u_{\text{ш}}(t); \quad (1)$$

$$t = nT + \tau, \tau = \overline{0, \tau_{\text{и}}},$$

где U_c , ω_c , φ_c – флюктуирующая амплитуда, средняя частота и флюктуирующая начальная фаза полезного сигнала соответственно; U_{Π} , ω_{Π} , φ_{Π} – аналогичные характеристики пассивной помехи; $u_{\text{ш}}$ – внутренний шум приемника; $n = 0, 1, 2, \dots$; T – период следования отраженных импульсов; $\tau_{\text{и}} \ll T$ – длительность импульса.

Аддитивная смесь отраженных полезного

сигнала и пассивной помехи (1) поступает на сигнальный вход ФД, на другой вход которого подается непрерывное гармоническое опорное напряжение с ГОН вида

$$u_{\Gamma}(t) = U_{\Gamma} \cos(\omega_{\Gamma} t + \varphi_{\Gamma}),$$

где U_{Γ} , ω_{Γ} , φ_{Γ} – амплитуда, частота и начальная фаза опорного напряжения.

Для наземной РЛС частота отражений от земной поверхности равняется частоте опорного напряжения ГОН, т. е. $\omega_{\Pi} = \omega_{\Gamma}$.

В этом случае выходной сигнал ФД отраженных сигналов (1) без учета внутренних шумов приемника записывается следующим образом:

$$u_{\text{отр}}(t) = U_c(t) \cos[\omega_d t + \varphi_c(t)] + U_{\Pi}(t) \cos[\varphi_{\Pi}(t)],$$

где $\omega_d = \omega_{\Pi} - \omega_{\Gamma}$ – доплеровское смещение частоты полезного сигнала.

Найдем статистические характеристики пассивной помехи. Земную поверхность будем рассматривать однородной, состоящей из большого числа элементарных отражателей со своей отражающей поверхностью [1, 2, 8]. При этом каждый элементарный отражатель переизлучает зондирующие радиоимпульсы. В итоге результирующий отраженный земной поверхностью сигнал, переизлучаемый всеми элементарными отражателями в пределах разрешаемого участка дальности земной поверхности, можно записать в виде

$$u_{\text{отр}}(t) = \sum_{i=1}^N u_i(t) = \sum_{i=1}^N U_i(t) \cos[\omega_{\Pi} t + \varphi_i(t)]; \quad t = \overline{0, \tau_{\text{и}}}, \quad (2)$$

где u_i – элементарный отраженный сигнал с амплитудой U_i и начальной фазой φ_i ; N – число элементарных отражателей, одновременно облучаемых зондирующим импульсом.

Тогда корреляционная функция одновременно принимаемых элементарных сигналов в пределах разрешаемого участка дальности (корреляционная функция внутрипериодных флюктуаций пассивной помехи) будет определяться выражением [9–11]

$$B_{\text{вн}}(\tau) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \overline{u_i(t) u_j(t+\tau)}, \quad (3)$$

где черта сверху означает статистическое усреднение. Для прямоугольного зондирующего радиоимпульса с учетом соотношения (2) выражение (3) принимает вид

$$B_{\text{вн}}(\tau) = \sigma^2 (1 - \tau/\tau_{\text{и}}) \cos(\omega_{\text{п}} \tau), \quad (4)$$

где σ^2 – дисперсия пассивной помехи. Из (4) следует, что интервал корреляции внутрипериодных флюктуаций сигнала, отраженного однородной протяженной земной поверхностью, не превышает длительности зондирующего импульса.

На практике пассивная помеха является медленно флюктуирующим от периода к периоду зондирования случайным процессом с шириной энергетического спектра межпериодных флюктуаций для неподвижных РЛС, не превышающим десятков герц [3, 10]. Следовательно, интервал корреляции межпериодных флюктуаций пассивной помехи существенно превышает интервал корреляции внутрипериодных флюктуаций. Тогда результирующую корреляционную функцию пассивной помехи можно записать следующим образом:

$$B(nT + \tau) = \sigma^2 r_{\text{м}}(nT) r_{\text{вн}}(\tau), \quad (5)$$

где $r_{\text{м}}$ и $r_{\text{вн}}$ – коэффициенты корреляции межпериодных и внутрипериодных флюктуаций пассивной помехи соответственно. С учетом

(4) коэффициент корреляции внутрипериодных флюктуаций пассивной помехи примет вид

$$r_{\text{вн}}(\tau) = (1 - \tau/\tau_{\text{и}}) \cos(\omega_{\text{п}} \tau). \quad (6)$$

Из (6) следует, что в пределах длительности зондирующего импульса $\tau_{\text{и}}$ коэффициент корреляции внутрипериодных флюктуаций пассивной помехи изменяется от 1 до 0.

В режимах поиска и сопровождения движущейся цели время задержки отраженного сигнала и, следовательно, временное положение следящих полустробиов изменяется. За период зондирования T это изменение составляет

$$\Delta T = 2v_{\text{р}} T / c, \quad (7)$$

где $v_{\text{р}}$ – радиальная скорость движения цели; c – скорость распространения электромагнитных волн. Для примера положим $T = 1$ мс, тогда при $v_{\text{р}} = 50$ км/ч получим $\Delta T = 0.93 \cdot 10^{-4}$ мкс, при $v_{\text{р}} = 250$ км/ч $\Delta T = 4.63 \cdot 10^{-4}$ мкс, при $v_{\text{р}} = 1250$ км/ч; $\Delta T = 23.15 \cdot 10^{-4}$ мкс.

В результате при каждом периоде зондирования следящие полустробиы проецируются на новый участок пассивной помехи, что иллюстрирует рис. 3, б, где показаны соответствующие временные реализации сигналов.

На рис. 3, а видно, что за время одного периода зондирования T следящие полустробиы смещаются из позиции t_1 в позицию t_1^* на величину ΔT , что приводит к частичной декорреляции пассивной помехи.

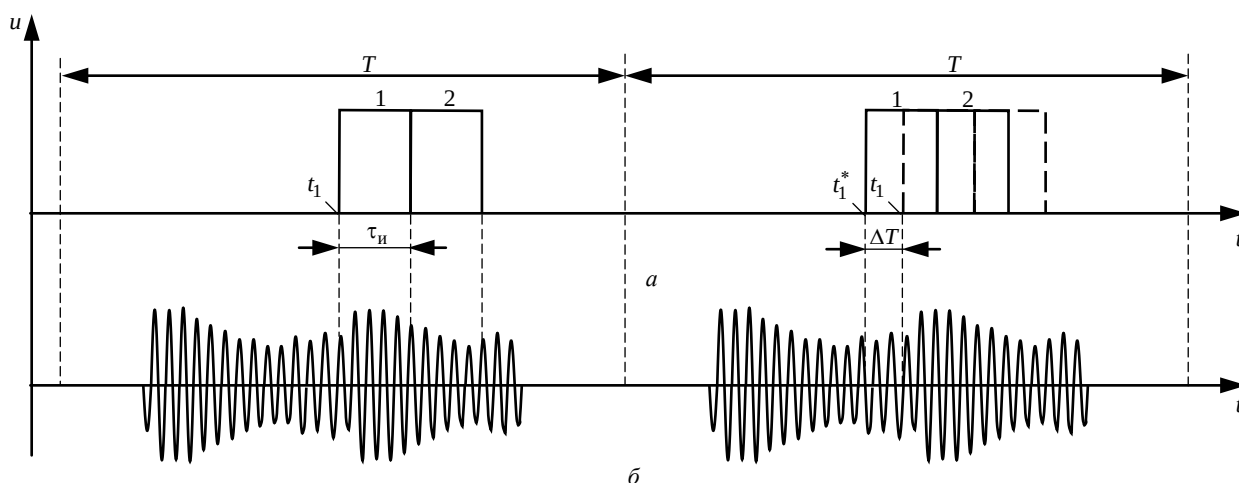


Рис. 3. Временные реализации сигналов: а – следящие полустробиы; б – пассивная помеха

Fig. 3. Time realizations of signals: а – tracking half-strobes; б – passive interference

С учетом данного обстоятельства коэффициент внутрипериодной корреляции пассивной помехи может быть записан в виде

$$r_{\text{вн}}(\tau) = [1 - (\tau + \Delta T)/\tau_{\text{и}}] \cos(\omega_{\text{п}}\tau).$$

Тогда выражение (5) для корреляционной функции пассивной помехи при движении цели запишется следующим образом:

$$B(nT + \tau) = \sigma_{\text{м}}^2(nT) \times [1 - (\tau + n\Delta T)/\tau_{\text{и}}] \cos(\omega_{\text{п}}\tau). \quad (8)$$

Из соотношения (8) при $\tau = 0$ найдем корреляционную функцию межпериодных флуктуаций пассивной помехи при движении цели

$$B(nT) = \sigma_{\text{м}}^2(nT)(1 - n\Delta T/\tau_{\text{и}})$$

или с учетом формулы (7)

$$B(nT) = \sigma_{\text{м}}^2(nT) [1 - 2nv_{\text{р}}T/(c\tau_{\text{и}})]. \quad (9)$$

Выражение (9) показывает, что корреляционная функция межпериодных флуктуаций пассивной помехи при движении цели зависит как от скорости движения цели, так и от длительности зондирующего импульса. С уменьшением длительности зондирующего импульса или с ростом скорости движения цели декорреляция пассивной помехи возрастает, что, несомненно, отражается на работе системы СДЦ.

Из соотношения (9) получим выражение для коэффициента корреляции пассивной помехи с учетом движения цели

$$r(nT) = r_{\text{м}}(nT) [1 - 2nv_{\text{р}}T/(c\tau_{\text{и}})]. \quad (10)$$

Для конкретизации полученных результатов примем гауссовскую аппроксимацию коэффициента корреляции межпериодных флуктуаций пассивной помехи без учета движения цели [2, 3, 5]:

$$r_{\text{м}}(nT) = \exp[-(\Delta\omega_{\text{п}}nT)^2/2],$$

где $\Delta\omega_{\text{п}} = 2\pi\Delta f_{\text{п}}$, причем $\Delta f_{\text{п}}$ – ширина энергетического спектра межпериодных флуктуаций пассивной помехи.

На рис. 4 представлены результаты расчетов коэффициента корреляции межпериодных флуктуаций пассивной помехи (10) при дви-

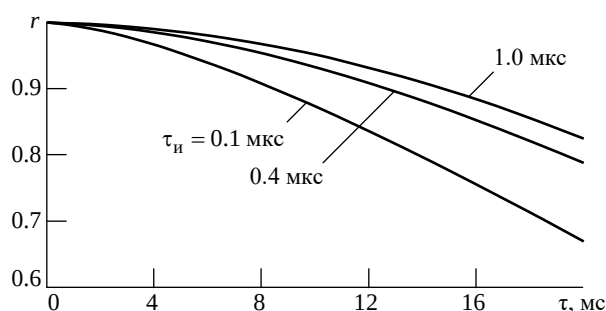


Рис. 4. Коэффициент межпериодной корреляции флуктуаций пассивной помехи с учетом движения цели

Fig. 4. Inter-period correlation coefficient of passive interference fluctuations taking into account target movement

жении цели для трех значений длительности зондирующего импульса $\tau_{\text{и}} = 1, 0.4$ и 0.1 мкс при ширине энергетического спектра пассивной помехи $\Delta f_{\text{п}} = 5$ Гц, скорости движения цели $v_{\text{р}} = 500$ км/ч и периоде следования зондирующих импульсов $T = 1$ мс и $\tau = nT$.

Полученные расчетные данные свидетельствуют о существенном влиянии длительности зондирующего импульса на коэффициент межпериодных флуктуаций пассивной помехи. Для подавления пассивных помех и выделения на их фоне полезного сигнала в настоящей статье рассмотрено использование устройства СДЦ в виде схемы однократного череспериодного вычитания, выходной сигнал которой записывается как [3, 8]:

$$u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{вх}}(t) - u_{\text{вх}}(t - T),$$

где $u_{\text{вх}}$ – входной сигнал.

При этом дисперсия выходного сигнала системы СДЦ определяется выражением [10–16]

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = 2\sigma_{\text{вх}}^2 [1 - r(T)], \quad (11)$$

где $\sigma_{\text{вх}}^2$ – дисперсия входного сигнала.

После подстановки (10) в (11) при $n = 1$ получим

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = 2\sigma_{\text{вх}}^2 \{1 - r_{\text{м}}(T) [1 - 2nv_{\text{р}}T/(c\tau_{\text{и}})]\}.$$

С учетом слабой взаимной статистической зависимости сигналов пассивной помехи в пределах следящих полустробиов дисперсия выходного сигнала дискриминатора дальности принимает вид $\sigma_{\text{д.д}}^2 = 2\sigma_{\text{вых}}^2$.

Коэффициент подавления пассивной помехи системой СДЦ можно определить выражением

$$K = 2\sigma_{\text{вх}}^2 / \sigma_{\text{вых}}^2 = 1 / \left\{ 1 - r_m(T) \left[1 - 2v_p T / (c\tau_{\text{и}}) \right] \right\}.$$

На рис. 5 представлены результаты расчетов зависимости коэффициента подавления пассивной помехи от длительности зондирующего импульса для четырех значений скорости движения цели (полустрелов):

$$v_p = 50 \text{ км/ч} \quad (\Delta T = 0.93 \cdot 10^{-4} \text{ мкс});$$

$$v_p = 350 \text{ км/ч} \quad (\Delta T = 6.51 \cdot 10^{-4} \text{ мкс});$$

$$v_p = 850 \text{ км/ч} \quad (\Delta T = 15.81 \cdot 10^{-4} \text{ мкс});$$

$$v_p = 5000 \text{ км/ч} \quad (\Delta T = 93 \cdot 10^{-4} \text{ мкс})$$

при следующих исходных данных: период следования зондирующих импульсов $T = 1 \text{ мс}$, ширина энергетического спектра пассивной помехи $\Delta f = 10 \text{ Гц}$.

Представленные на рис. 5 зависимости свидетельствуют о существенном влиянии длительности зондирующего импульса и скорости движения цели на коэффициент подавления пассивной помехи и, следовательно, на уровень помехового сигнала на выходе дискриминатора дальности системы АСД с устройством СДЦ.

Обсуждение результатов. Представленные в настоящей статье расчетные данные показывают, что в системе АСД, работающей как в режиме поиска, так и в режиме автосопровождения, с уменьшением длительности зондирующего импульса и с ростом скорости движения цели (следающих полустрелов в пределах радиолокационного периода) происходит существенное уменьшение коэффициента корреляции межпериодных флюктуаций пассивной помехи. Так, при значении интервала времени $\tau = 0.02 \text{ с}$, скорости движения цели $v_p = 500 \text{ км/ч}$ и изменении длительности зондирующего импульса с

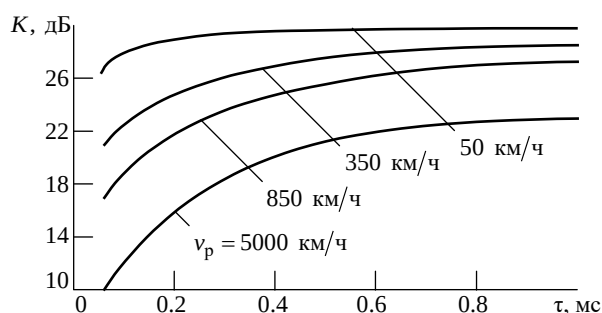


Рис. 5. Коэффициент подавления пассивной помехи

Fig. 5. Passive interference suppression ratio

1 до 0.1 мкс коэффициент корреляции межпериодных флюктуаций пассивной помехи $r_m(nT)$ уменьшается с 0.83 до 0.67, что приводит к уменьшению коэффициента подавления пассивной помехи системой СДЦ в составе дискриминатора дальности. Например, при длительности зондирующего импульса $\tau_{\text{и}} = 0.45 \text{ мкс}$ рост скорости движения цели с 50 до 5000 км/ч обуславливает уменьшение коэффициента подавления пассивной помехи с 30 до 20 дБ.

Заключение. При поиске и автосопровождении движущейся цели помехозащищенной системой АСД наблюдается декорреляция пассивной помехи (отражений от земной поверхности) в следающих полустрелов, степень которой зависит не только от скорости движения цели, но и от длительности используемых зондирующих импульсов. Декорреляция пассивной помехи снижает коэффициент ее подавления системой СДЦ в составе дискриминатора дальности и ухудшает характеристики системы АСД. При создании помехозащищенных систем АСД импульсных РЛС с СДЦ, работающих в режиме большой скважности, необходимо учитывать влияние длительности зондирующих импульсов на работу системы СДЦ и в целом на систему АСД. Полученные в статье результаты будут полезны разработчикам различных средств измерения параметров движущихся целей в условиях воздействия интенсивных коррелированных помех.

Список литературы

1. Ботов М. И., Вяхирев В. А., Девотчак В. В. Введение в теорию радиолокационных систем. Красноярск: Изд-во Сиб. федер. ун-та, 2012. 394 с.
2. Филиппов Б. И. Радиотехнические системы. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2015. 386 с.

3. Бакулев П. А., Стенин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 286 с.

4. Радиотехнические системы / Ю. М. Казаринов, Ю. А. Коломенский, В. М. Кутузов, В. В. Леонтьев. М.: Академия, 2008. 592 с.

5. Справочник по радиолокации: в 2 кн. / под ред. М. И. Скольника. М.: Техносфера, 2015. Кн. 1. 680 с.
6. Попов Д. И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30–33.
7. Попов Д. И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32–37.
8. Котоусов А. С., Морозов А. К. Оптимальная фильтрация и компенсация помех. М.: Горячая линия-Телеком, 2008. 166 с.
9. Попов Д. И. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Т. 52, № 4. С. 46–55.
10. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2004. 319 с.
11. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справ. / под ред. Я. Д. Ширмана. 2-е изд. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
12. Зиятдинов С. И. Влияние рассогласования параметров квадратурных каналов на работу адаптивной системы селекции движущихся целей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 3. С. 25–31. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-25-31
13. Зиятдинов С. И., Осипов Л. А. Подавление коррелированных помех адаптивными режекторными фильтрами при модуляции периода повторения импульсов // Информационно-управляющие системы. 2021. № 3. С. 53–60. doi: 10.31799/1684-8853-2021-3-53-60
14. Richard M. A., Scheer J. A., Holm W. A. Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2010. 924 p.
15. Melvin W. L., Scheer J. A. Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. 846 p.
16. Левин Б. Р. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1969. 701 с.

Информация об авторах

Зиятдинов Сергей Ильич – доктор технических наук (2005), профессор (2008) кафедры информационных систем и технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов: обработка сигналов в радиосистемах.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, ул. Большая Морская, д. 67 А, Санкт-Петербург, 190000, Россия

E-mail: ziat.53@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8109-5456>

Красильникова Ольга Ивановна – кандидат технических наук (2000), доцент (2002) кафедры информационных систем и технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 72 научных работ. Сфера научных интересов: цифровая обработка изображений.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, ул. Большая Морская, д. 67 А, Санкт-Петербург, 190000, Россия

E-mail: oikrasilnikova@yandex.ru

References

1. Botov M. I., Vyakhirev V. A., Devotchak V. V. *Vvedenie v teoriyu radiolokatsionny system* [Introduction to the Theory of Radar Systems]. Krasnoyarsk, Sib. Federal University, 2012, 394 p. (In Russ.)
2. Filippov B. I. *Radiotekhnicheskie sistemy* [Radio Engineering Systems]. Novosibirsk, Novosibirskii gosudarstvennyi tekhnicheskii universitet, 2015, 386 p. (In Russ.)
3. Bakulev P. A., Stenin V. M. *Metody i ustroystvaselektii dvizhushchikhysy at selei* [Methods and Devices for Selecting Moving Targets]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1986, 286 p. (In Russ.)
4. Kazarinov Yu. M., Kolominskii Yu. A., Kutuzov V. M., Leont'ev V. V. *Radiotekhnicheskie sistemy* [Radio Engineering Systems]. Moscow, *Akademiya*, 2008, 592 p. (In Russ.)
5. *Spravochnik po radiolokatsii. V 2 kn. Kn.1. Pod red. M. I. Skolnika.* [Handbook of Radar: in 2 Books. Book 1 / edited by M. I. Skolnik]. Moscow, *Tekhnosfera*, 2015, 680 p. (In Russ.)
6. Popov D. I. Automatic Compensation of Doppler Phase of Passive Interference]. *Digital Signal Processing*. 2009, no. 2, pp. 30–33. (In Russ.)
7. Popov D. I. Adaptive Suppression of Passive Interference. *Digital Signal Processing*. 2014, no. 4, pp. 32–37. (In Russ.)
8. Kotousov A. S., Morozov A. K. *Optimal'naya fil'tratsiya i kompensatsiya pomekh* [Optimal Filtering and Compensation of Interference]. Moscow, *Goryachaya Liniya-Telecom*, 2008, 166 p. (In Russ.)
9. Popov D. I. An Adaptation of Nonrecursive Rejectors. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2009, vol. 52, no. 4, pp. 46–55. (In Russ.)
10. Bakulev P. A. *Radiolokatsionnye sistemy* [Radar Systems]. Moscow, *Radiotekhnika*, 2004, 319 p. (In Russ.)
11. *Radioelektronnye sistemy. Osnovy postroeniya i teoriya: sprav. 2-e izd. Pod red. Ya. D. Shirmana* [Radioelectronic Systems. Basics of Construction and Theory: Reference. 2nd ed. Ed. by Ya. D. Shirman]. Moscow, *Radiotekhnika*, 2007, 512 p. (In Russ.)
12. Ziatdinov S. I. Influence of Mismatch of Parameters of Quadrature Channels on the Work of the Adaptive Selection System for Moving Targets. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2020, vol. 23, no. 3, pp. 25–31. (In Russ.) doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-25-31

13. Ziatdinov S. I., Osipov L. A. Suppression of Correlated Interference by Adaptive Notch Filters Under Pulse Repetition Period Modulation. *Information and Control Systems*. 2021, no. 3, pp. 53–60. (In Russ.) doi: 10.31799/1684-8853-2021-3-53-60

14. Richard M. A., Scheer J. A., Holm W. A. *Principles of Modern Radar: Basic Principles*. New York, SciTech Publishing. IET. Edison, 2010, 924 p.

15. Melvin W. L., Scheer J. A. *Principles of Modern Radar: Advanced Techniques*. New York, SciTech Publishing. IET. Edison, 2013, 846 p.

16. Levin B. R. *Statisticheskaya radiotekhnika* [Statistical Radio Engineering]. Moscow, Sovetskoe radio, 1969, 701 p. (In Russ.)

Information about the authors

Sergei I. Ziatdinov, Dr Sci. (2005), Professor (2008), Professor of the Department of Information Systems and Technologies of Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: signal processing in radio systems.

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

E-mail: ziat.53@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8109-5456>

Olga I. Krasilnikova, Cand. Sci. (2001), Associate Professor (2002) of the Department of Information Systems and Technologies of Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 72 scientific publications. Area of expertise: digital image processing.

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

E-mail: oikrasilnikova@yandex.ru

Пространственно-частотная модуляция зондирующих сигналов РЛС с ФАР

В. М. Кутузов[✉], В. П. Ипатов, М. А. Овчинников

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

[✉] vmkutuzov@etu.ru

Аннотация

Введение. Сложные сигналы находят широкое применение в радиолокации. Использование фазированных антенных решеток (ФАР) открывает дополнительные возможности для скрытной работы РЛС, что повышает её помехозащищенность и электромагнитную совместимость. В статье исследуется энергетическая скрытность РЛС с многочастотным зондирующим сигналом с пространственно-частотной модуляцией по сравнению с аналогичным многочастотным сигналом без дополнительной пространственной модуляции.

Цель работы. Анализ энергетической скрытности работы РЛС с пространственно-частотной модуляцией квазинепрерывного многочастотного зондирующего сигнала в приеме-передающей ФАР.

Материалы и методы. Для анализа скрытности и взаимного влияния рассматривается энергетический приемник (ЭП) с входным фильтром и амплитудным детектором. Для получения характеристик скрытности используется аппарат функций неопределенности (ФН) во временной, частотной и пространственной областях. Рассматриваются сигналы с непрерывным и квазинепрерывным излучением.

Результаты. Получены оценки выигрыша в уровне сигнала, поступающего на вход ЭП при различных углах его расположения относительно цели. Анализ проводится при совпадении спектра сигнала с полосой фильтра ЭП. Рассмотрена ситуация с известным угловым положением ЭП. Предложен алгоритм адаптивного формирования диаграммы направленности ФАР с нулем излучения в направлении на ЭП. Показано, что в этом случае возможно возникновение интерференционных боковых лепестков многомерной пространственно-временной ФН, для устранения которых рассмотрен рассогласованный алгоритм корреляционной обработки. Приведены оценки проигрыша в отношении сигнал/шум за счет рассогласования. Проводится сравнение энергетической скрытности РЛС с пространственной модуляцией и обычной РЛС с аналогичным по энергетике и числу полос многочастотным зондирующим сигналом и идентичной эквидистантной N-элементной ФАР, но без дополнительной пространственной модуляции.

Заключение. Полученные в работе результаты свидетельствуют о возможности повышения скрытности работы РЛС за счет дополнительной пространственной модуляции многочастотного зондирующего сигнала. При этом энергетические потери при использовании многоканальной пространственно-частотной корреляционной обработки отсутствуют.

Ключевые слова: многочастотный сигнал, энергетический приемник, функция неопределенности, пространственно-частотная модуляция

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

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

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 21.04.2025; принята к публикации после рецензирования 14.06.2025; опубликована онлайн 29.09.2025



Spatial Frequency Modulation of Probing Signals from Phased Array Radar Systems

Vladimir M. Kutuzov[✉], Valery P. Ipatov, Mihail A. Ovchinnikov

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

[✉]vmkutuzov@etu.ru

Abstract

Introduction. Complex signals are widely used in radar location. The use of phased array antennas (PAA) offers additional opportunities for covert operation of radar systems by increasing their noise immunity and electromagnetic compatibility. This article compares the energy concealment of a radar system with a multi-frequency probing signal with spatial frequency modulation and that of an analogous system without additional spatial modulation.

Aim. Analysis of the energy concealment of radar operation with spatial frequency modulation of a quasi-continuous multi-frequency probing signal in a transmitting-and-receiving PAA.

Materials and methods. The signal security and mutual influence was analyzed using an energy receiver (ER) with an input filter and an amplitude detector. The characteristics of signal security were obtained using a set of ambiguity functions (AF) in the temporal, frequency, and spatial domains. Signals with continuous and quasi-continuous radiation were considered.

Results. Estimates of the gain in the signal level received at the ER input at different angles of its location relative to the target are obtained. The analysis is performed when the signal spectrum matches the ER filter band. A situation with the known angular position of the ER is considered. An algorithm for adaptive formation of the PAA pattern with zero radiation in the direction of the ER is proposed. In this case, interference side lobes of a multi-dimensional spatiotemporal AF may occur, for which an inconsistent correlation processing algorithm is considered. Estimates of the loss in terms of signal/noise due to misalignment are given. The energy concealment of a radar system with spatial modulation and a conventional radar with a similar multi-frequency probing signal in terms of energy and the number of bands and an identical equidistant N-element FAA, but without additional spatial modulation, is carried out.

Conclusion. The results obtained indicate the possibility of increasing the communication security of radar operation due to additional spatial modulation of the multi-frequency probing signal. In this case, energy losses associated with the use of multi-channel spatial-frequency correlation processing are absent.

Keywords: multi-frequency signal, energy receiver, ambiguity function, spatial frequency modulation

For citation: Kutuzov V. M., Ipatov V. P., Ovchinnikov M. A. Spatial Frequency Modulation of Probing Signals from Phased Array Radar Systems. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 4, pp. 57–72.

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

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

Submitted 21.04.2025; accepted 14.06.2025; published online 29.09.2025

Введение. Применение широкополосных сигналов с большой базой в системах связи и радиолокации обеспечивает повышенные характеристики энергетической скрытности и электромагнитной совместимости с другими пользователями частотного диапазона [1]. Это объясняется возможностью снижения пиковой мощности сигнала РЛС и его маскировкой сопутствующими аддитивными шумами в приемниках сторонних радиоэлектронных средств, включая панорамные приемники радиомониторинга [2]. Поскольку в сторонних приемниках несущая частота, тип и параметры модуляции зондирующего сигнала априори неизвестны, их целесообразно рассматривать как энергетиче-

ские приемники (ЭП) с определенной полосой обзора и временем анализа [1, 3].

Применение дополнительной пространственной модуляции зондирующих сигналов в РЛС с фазированными антенными решетками (ФАР) улучшает скрытность и электромагнитную совместимость лоатора, а применение технологии ММО (multiple-input and multiple-output) при приеме и обработке отраженных сигналов позволяет избежать энергетических потерь в процессе формирования приемной диаграммы направленности (ДН) ФАР [4].

В современных РЛС различного функционального назначения находят широкое применение сложные сигналы с фазокодовой и ча-

Пространственно-частотная модуляция зондирующих сигналов РЛС с ФАР
Spatial Frequency Modulation of Probing Signals from Phased Array Radar Systems

стотной модуляцией, в том числе многочастотные и многополосные сигналы с частотным кодированием [5–10], что обеспечивает повышенную скрытность работы РЛС [11]. В то же время использование сигналов этого типа в качестве зондирующих допускает для повышения скрытности и улучшения электромагнитной совместимости введение дополнительной пространственной модуляции сигнала в антенной решетке на принципах, подробно изложенных в [4] в приложении к сложным фазокодовым сигналам с большой базой.

В статье рассматривается возможность и анализируется эффективность введения пространственной модуляции в когерентной РЛС с многочастотным зондирующим сигналом. Принципы формирования и алгоритмы обработки многочастотных и многополосных сигналов подробно рассмотрены в [12, 13], включая режим работы РЛС на единую приемопередающую антенну.

Цель работы. Сравнительный анализ показателей энергетической скрытности и электромагнитной совместимости РЛС с многочастотным зондирующим сигналом за счет введения дополнительной пространственно-частотной модуляции в приемопередающей ФАР.

Исходные данные. Рассмотрим многочастотный сигнал, состоящий из N гармонических поднесущих конечной длины T , которые эквидистантно расположены на частотной оси с шагом $\Delta f = f_{n+1} - f_n$, где f_n – частота поднесущей, образующей элементарный сигнал $s_n(t)$ длительностью T и амплитудой A . Энергия всех элементарных сигналов конечна, постоянна и не зависит от номера поднесущей. В комплексной форме такой сигнал представим в виде

$$s_n(t) = Ae^{j(2\pi f_n t + \varphi_n)} = Ae^{j\{2\pi t[f_1 + (n-1)\Delta f] + \varphi_n\}}; t \in [0, T], \quad (1)$$

где j – мнимая единица; f_1 – частота первой поднесущей; φ_n – начальная фаза n -й поднесущей. Воспользуемся комплексной огибающей сигнала (1) и запишем суммарный сигнал в виде [1]

$$\dot{S}(t) = A \sum_{n=1}^N e^{j[2\pi \Delta f t(n-1-N/2) + \varphi_n]}. \quad (2)$$

Отраженный от движущейся точечной цели элементарный сигнал (1) будет иметь задержку τ и доплеровский сдвиг частоты f_d :

$$s_n(t, \tau, f_d) = Ae^{j[2\pi(f_n + f_d)(t - \tau) + \varphi_n]}; \quad (3)$$

$$t \in [0, T - \tau].$$

Комплексная огибающая N -частотного сигнала (3) с учетом идентичных для всех элементарных сигналов значений задержки τ и практически равных значений доплеровского сдвига частоты f_d примет вид:

$$\dot{S}_{от}(t, \tau, f_d) = A \sum_{n=1}^N e^{j\{2\pi(t - \tau)[\Delta f(n-1-N/2) + f_d] + \varphi_n\}}; \quad (4)$$

$$t \in [0, T - \tau].$$

Далее для упрощения выкладок положим $A = 1$ на интервале времени наблюдения от 0 до T .

Спектральный состав суммарного сигнала (2) имеет вид суммы N стандартных функций вида $\sin x/x = \text{sinc } x$, сдвинутых по частотному параметру f_n , с соответствующими фазовыми сомножителями:

$$F(f) = T \sum_{n=1}^N e^{j\varphi_n} \frac{\sin[\pi T(f + f_n)]}{\pi T(f + f_n)} = T \sum_{n=1}^N e^{j\varphi_n} \text{sinc}[\pi T(f + f_n)]. \quad (5)$$

При $T \rightarrow \infty$ $\text{sinc}[\pi T(f + f_n)]$ стремится к дельта-функции Дирака $\delta[\pi T(f + f_n)]$, спектр сигнала (5) примет линейчатый вид с прямоугольной огибающей шириной $\Delta F = (N - 1)\Delta f$. При $\varphi_n = \text{const}$ огибающая суммарного сигнала (2) во временной области примет вид бесконечной последовательности импульсов вида

$$S(t) = \sum_{m=1}^{\infty} \text{sinc}\{\pi \Delta F[t - (m-1)T_{\text{и}}]\}, \quad (6)$$

период которой $T_{\text{и}} = 1/\Delta f$, а длительность импульсов на уровне -3 дБ $\Delta \tau = 1/\Delta F$ или $2\Delta \tau = 2/\Delta F$ по первым нулевым значениям. При

конечной длительности сигналов (1) последовательность периодических импульсов будет также конечной и состоять из $M = T/T_{\text{и}} = T\Delta f$ импульсов той же длительности, что и (6).

При согласованной обработке в приемнике РЛС, основанной на вычислении корреляционного интеграла вида [9]

$$Z(\tau, f_d) = \int_0^T \dot{S}_{\text{от}}(t, \tau, f_d) \dot{S}^*(t) dt, \quad (7)$$

известные при излучении начальные фазы φ_n всех поднесущих f_n будут скомпенсированы за счет комплексного сопряжения $\dot{S}(t)$ вида (2), чему соответствует знак «*» в выражении (7), поэтому их можно положить случайными и распределенными равномерно на интервале $[0, 2\pi]$. После подстановки (2) и (4) в (7) и несложных преобразований получим выражение, модуль которого является функцией неопределенности (ФН) $\chi(\tau, f_d)$ в области неотрицательных задержек [13]:

$$\chi(\tau, f_d) = \left| (T - \tau) \frac{\sin(\pi \Delta f N \tau)}{\sin(\pi \Delta f \tau)} \frac{\sin[\pi f_d (T - \tau)]}{\pi f_d (T - \tau)} \right|. \quad (8)$$

По оси задержек τ ФН вида (8) имеет периодически повторяющиеся максимумы высокого уровня в точках $m\tau_{\text{max}} = mT_{\text{и}} = m/\Delta f$ (m – целое число). Пример модуля ФН (8), нормированной к максимальному значению $\chi(0, 0)$, в области первых 6 максимумов, которые спадают пропорционально сомножителю $(T - \tau)$, представлен на рис. 1, а для $N = 100$ при $\Delta f = 10$ кГц и $T = 1$ мс.

В области главного лепестка ФН при больших $N \Delta f |\tau| \ll 1$, поэтому можно положить $\sin(\pi \Delta f \tau) \approx \pi \Delta f \tau$. Выражение (8) упростится:

$$\chi(\tau, f_d) = \left| \left[N(T - |\tau|) \right] \text{sinc}\{\pi \Delta f \tau\} \text{sinc}\{\pi f_d (T - |\tau|)\} \right|. \quad (9)$$

График нормированной ФН в области главного лепестка представлен на рис. 1, б.

Как видно из рис. 1, б, первый ноль главного лепестка ФН (9) по оси задержек определяется как $\tau = 1/\Delta f N = 1/\Delta f$. По оси доплеровских частот первый ноль у главного лепестка ФН определяется длительностью сигнала T : $f_d = 1/T$. В дальнейшем у ФН (рис. 1, а) наблюдается линейное снижение максимумов, следующих по оси задержек с периодом $T_{\text{и}}$, до уровня, пропорционального $(T - |\tau|) = [T - (n - 1)T_{\text{и}}]$, где n – номер максимума ФН. При этом наблюдается расширение этих максимумов по оси доплеровских частот в соответствии с последним сомножителем в (8).

При работе РЛС на одну антенну необходимо использовать квазинепрерывный режим [9]. Воспользуемся сигналом развязки работы приемников и передатчиков в отдельных модулях ФАР в виде регулярной импульсной последовательности (РИП) с длительностью импульса $\tau_{\text{РИП}}$ и интервалом следования импульсов $T_{\text{РИП}}$. Временная структура многочастотного квазинепрерывного сигнала представлена на рис. 2.

Спектральная структура сигнала на каждой частоте также изменится и будет содержать дополнительные максимумы, зеркально распо-

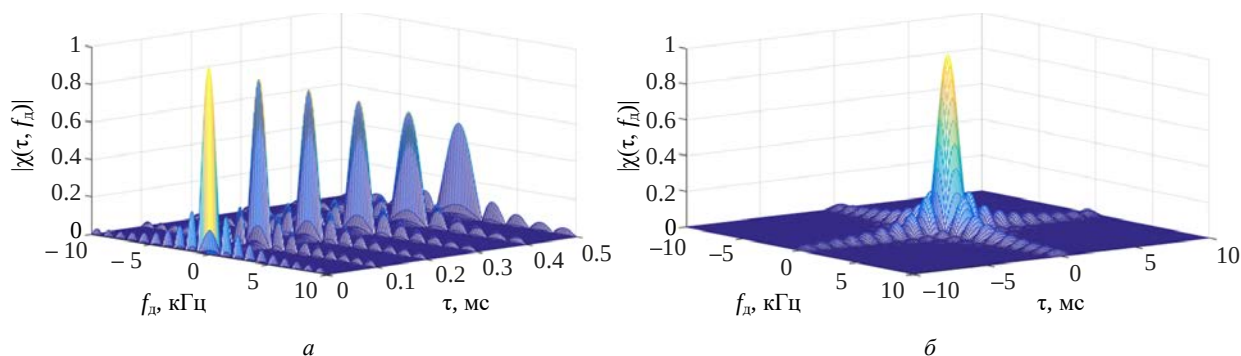


Рис. 1. Модуль ФН $|\chi(\tau, f_d)|$ многочастотного сигнала (4) в области: а – первых 6 максимумов; б – главного лепестка

Fig. 1. Module of the multi-frequency signal (4) AF $|\chi(\tau, f_d)|$ in the area of the: а – first 6 maxima; б – main lobe

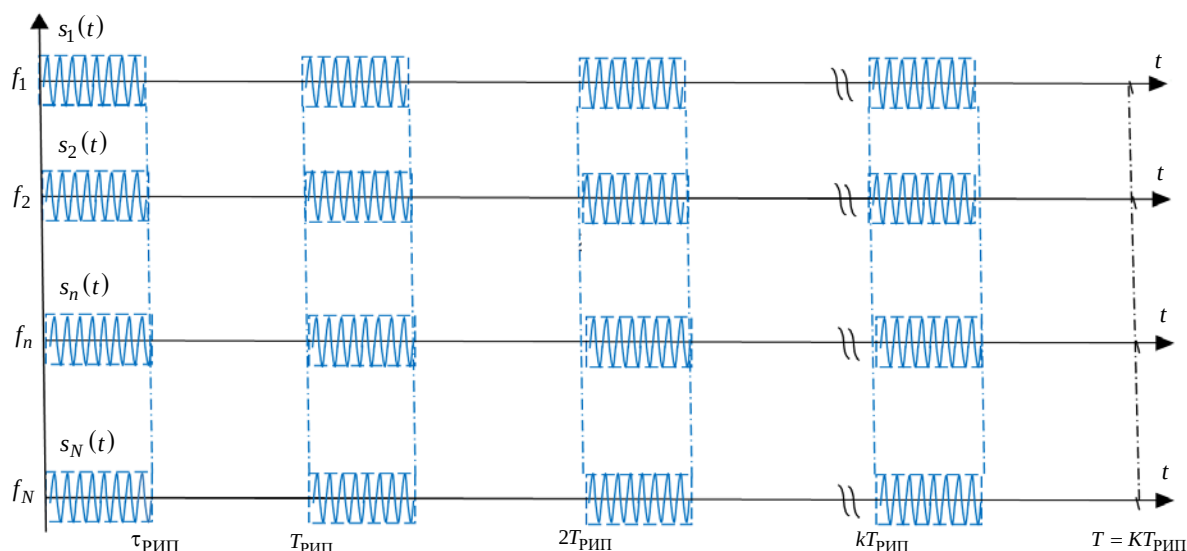


Рис. 2. Структура многочастотного сигнала на основе РИП

Fig. 2. Structure of a multi-frequency signal based on regular impulse sequence

ложенные вокруг несущей частоты f_n каждой импульсной последовательности. Учитывая, что каждой несущей частоте при излучении многочастотного сигнала будет соответствовать свой пространственный канал n , пространственно-частотную структуру сигнала удобно представить в виде, приведенном на рис. 3, где по оси ординат отложены номера поднесущих частот f_n , а по оси абсцисс – номера пространственных каналов антенных элементов ФАР (АЭ_{*n*}), по которым осуществляется излучение соответствующих частот. Все спектральные сечения на рис. 3 представляют собой амплитудный спектр импульсной последовательности $|F(f)|$. Ширина спектральных линий по-прежнему определяется как величина, обратная длительности сигнала T , а форма описывается выражением $\text{sinc}\{\pi(f - f_n)T\}$. Раз-

ность между соседними частотами в пространственных каналах $\Delta f = 1/T_{\text{РИП}}$, поэтому главные максимумы спектра для всех f_n расположены в точках $\Delta f(n-1)T_{\text{РИП}} = 0, 1, 3, 5, \dots$. При скважности $Q = 2$ в этих же точках со сдвигом на нечетное целое число $\Delta f(n-1)T_{\text{РИП}} \pm 1, 3, 5, \dots$ располагаются остальные максимумы, уровень которых пропорционален величине $\text{sinc}\{\pi(f - f_n)\tau_{\text{РИП}}\}$. Нулевые значения спектральных сечений находятся в точках, также определяемых огибающей вида $\text{sinc}\{\pi(f - f_n)\tau_{\text{РИП}}\}$.

Функция приема квазинепрерывного сигнала на основе РИП в общем виде имеет вид периодической трапеции, вырождающейся при $Q = 2$ в треугольник [4], поэтому рабочая область без слепых зон по задержке τ_{max} определяется как $\tau_{\text{max}} = T_{\text{РИП}} - \tau_{\text{РИП}}$.

Если при построении ФН для одного многочастотного импульса РИП $\chi_n(\tau, f_d)$ на интервале $|\tau| \leq \tau_{\text{РИП}}$ воспользоваться (8), то, положив $T = \tau_{\text{РИП}}$, при единичной амплитуде импульса $A(t) = 1$ можно записать:

$$\chi_n(\tau, f_d) = \left| \left(\tau_{\text{РИП}} - |\tau| \right) \frac{\sin(\pi \Delta f N \tau)}{\sin(\pi \Delta f \tau)} \frac{\sin[\pi f_d (\tau_{\text{РИП}} - |\tau|)]}{\pi f_d (\tau_{\text{РИП}} - |\tau|)} \right|. \quad (10)$$

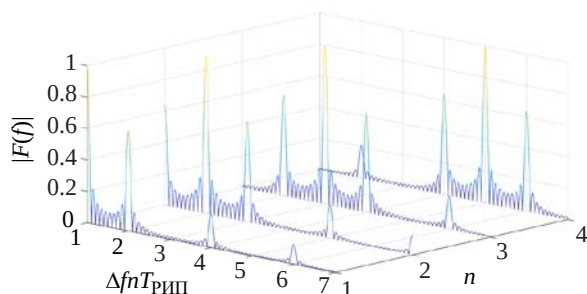


Рис. 3. Пространственно-частотная структура многочастотного сигнала при скважности $Q = 2$

Fig. 3. Spatial-frequency structure of a multi-frequency signal with a duty cycle of $Q = 2$

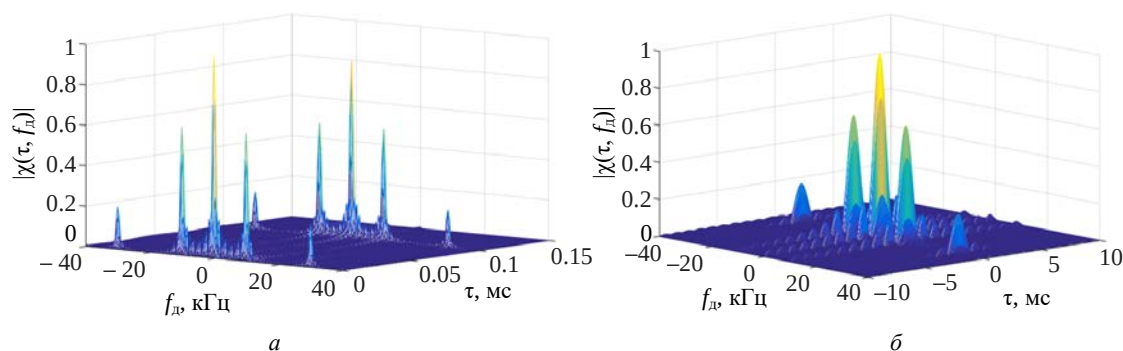


Рис. 4. Модуль ФН $|\chi(\tau, f_d)|$ многочастотного квазинепрерывного сигнала: а – первые два пика; б – главный лепесток

Fig. 4. Module of the multi-frequency quasi-continuous signal AF $|\chi(\tau, f_d)|$: а – first two peaks; б – main lobe

Тогда ФН всего сигнала $\chi(\tau, f_d)$, представленного на рис. 2 и состоящего из K многочастотных импульсов РИП на интервале T , можно записать как сумму частных ФН $\chi_k(\tau, f_d)$ для отдельных импульсов РИП (10) с учетом их запаздывания на $T_{РИП}(k-1)$ [12]:

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) &= \sum_{k=1}^K \chi_k(\tau, f_d) = \sum_{k=1}^K \chi_{и}(\tau', f_d) = \\ &= \chi_{и}(\tau, f_d) \sum_{k=1}^K e^{-j2\pi f_d(k-1)T_{РИП}}, \end{aligned} \quad (11)$$

где $\chi_{и}(\tau', f_d)$ – ФН первого многочастотного импульса с учетом задержки $\tau' = \tau + (k-1)T_{РИП}$. Сделав в (11) замену $\exp\{j2\pi f_d k T_{РИП}\} = z^k$ и используя свойство геометрической прогрессии [14], преобразуем (11) к виду для всего интервала задержек $|\tau| \leq T$, разбитого на равные и примыкающие интервалы $(k-1)\tau_{РИП} < |\tau| \leq k\tau_{РИП}$, где $k = 1, 2, \dots, K$:

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) &= \left| (T - |\tau|) \frac{\sin(\pi f_d T)}{\sin(\pi f_d T_{РИП})} \frac{\sin(\pi \Delta f \tau)}{\sin(\pi \Delta f \tau)} \times \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=1}^K (k\tau_{РИП} - |\tau|) \frac{\sin[\pi f_d (k\tau_{РИП} - |\tau|)]}{\pi f_d (k\tau_{РИП} - |\tau|)} \right|, \end{aligned} \quad (12)$$

где задержка в зависимости от k принимает значение от 0 до T . В области главного лепестка $k = 1$ в силу малости аргументов синусов в знаменателях первых двух дробей (12) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) &= \left| NK(\tau_{РИП} - |\tau|) \operatorname{sinc}\{\pi \Delta f \tau\} \times \right. \\ &\quad \left. \times \operatorname{sinc}\{\pi f_d T\} \operatorname{sinc}\{\pi f_d (\tau_{РИП} - |\tau|)\} \right|. \end{aligned} \quad (13)$$

Модуль нормированной к $\chi(0, 0)$ ФН $|\chi(\tau, f_d)|$ в области первых двух пиков при скажности сигнала развязки РИП $Q = 2$ представлен на рис. 4, а. Главный лепесток этой ФН отдельно представлен на рис. 4, б.

Как видно из графиков, зона однозначных измерений задержек ограничена величиной $\tau = T_{РИП}$, а зона однозначных измерений по доплеровскому сдвигу частоты ограничена обратной величиной $f_d = 1/T_{РИП}$. Разрешение по задержке при согласованной обработке $\Delta\tau$ определяется шириной спектра всего сигнала: $\Delta\tau = 1/\Delta f N = 1/\Delta F$, а разрешение по доплеровской частоте Δf_d – длительностью сигнала: $\Delta f_d = 1/K T_{РИП} = 1/T$.

Методы и основные соотношения. Рассмотрим линейную ФАР с эквидистантным расположением N антенных элементов в виде приемо-передающих модулей [15], число которых примем равным числу частот в многочастотном сигнале (см. рис. 2). При этом каждая частота f_n излучается соответствующим АЭ с тем же номером: АЭ _{n} . Излучаемый сигнал отдельного АЭ _{n} (1) получит дополнительный фазовый множитель и примет вид

$$s_n(t) = A e^{j(2\pi f_n t + \varphi_n)} e^{j \frac{2\pi(n-1)d}{\lambda_n} \sin \theta}, \quad t \in [0, T], \quad (14)$$

где d – шаг ФАР; λ_n – длина волны, соответствующая несущей частоте f_n ; θ – угол, отсчи-

тываемый от нормали к линии апертуры ФАР. Учитывая, что $f_n \gg \Delta f$, можно положить длины волн равными $\lambda_n = \lambda$. Тогда при $d = \lambda/2$ фазовый набег между соседними АЭ равен $U = \pi \sin \theta$, где U – нормированная пространственная частота, определяемая как скорость изменения фазы вдоль пространственной координаты [4]. Выражение (14) примет вид

$$s_n(t) = Ae^{j(2\pi f_n t + \varphi_n)} e^{j(n-1)U}. \quad (15)$$

Если начальные фазы на каждой несущей частоте идентичны и $\varphi_n = \varphi$, то суммарный излучаемый всеми АЭ сигнал (2) с учетом (15) примет вид

$$S(t) = A \sum_{n=1}^N s_n(t) = Ae^{j\varphi} \sum_{n=1}^N e^{j2\pi f_n t} e^{j(n-1)U}, \quad (16)$$

а его спектр с точностью до несущественного фазового множителя можно записать как преобразование Фурье (16):

$$\begin{aligned} F(f) &= Ae^{j\varphi} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)U} \int_0^T e^{j2\pi(f_n - f)t} dt = \\ &= ATe^{j\varphi} \sum_{n=1}^N \text{sinc}\{\pi T(f + f_n)\} e^{j(n-1)U}. \end{aligned} \quad (17)$$

На входе ЭП сигнал (16) получит задержку τ :

$$\begin{aligned} S(t - \tau) &= \sum_{n=1}^N s_n(t - \tau) = \\ &= Ae^{j\varphi} \sum_{n=1}^N e^{j2\pi f_n(t - \tau)} e^{j(n-1)U}. \end{aligned} \quad (18)$$

Первый сомножитель под суммой в (18) определяет временную зависимость суммарного сигнала на входе стороннего ЭП, а второй – угловую зависимость при отклонении углового положения ЭП от нормали к апертуре ФАР.

В частотной области задержка приводит к сдвигу фазового спектра сигнала на величину $-2\pi f \tau$. Спектр задержанного сигнала $F'(f)$ с учетом (17) можно записать как

$$F'(f) = e^{-j2\pi f \tau} F(f). \quad (19)$$

Во временной области первый сомножитель в (19) приведет к сдвигу исходной импульсной

последовательности с огибающей вида (6) на время $t = \tau$:

$$\begin{aligned} S(t - \tau) &= \\ &= AT_{\text{и}} \sum_{m=1}^M \text{sinc}\{\pi \Delta F[(t - \tau) - (m-1)T_{\text{и}}]\}, \end{aligned} \quad (20)$$

где M определяется отношением общей длительности сигнала T и периодом $T_{\text{и}}$: $M = T/T_{\text{и}}$.

Результаты. Для определенности предположим, что спектр многочастотного сигнала с шириной ΔF целиком попадает в полосу входного фильтра ЭП $\Delta F_{\text{ф}} \approx \Delta F$, а центральная частота настройки фильтра $f_{\text{ф}}$ и средняя частота спектра сигнала $f_{\text{ср}} = (f_N - f_1)/2$ равны $f_{\text{ср}} = f_{\text{ф}}$. Если входной фильтр ЭП может быть аппроксимирован прямоугольной частотной характеристикой, как в [1], то спектр сигнала поступает на вход ЭП без ослабления отдельных частотных составляющих, и огибающая сигнала без учета пространственной модуляции будет иметь вид (20). Пространственная и временная составляющие сигнала в данном случае легко разделяются и могут анализироваться отдельно [13]. При равных начальных фазах $\varphi_n = \varphi$ пространственная модуляция обеспечит известную угловую зависимость интенсивности сигнала на входе ЭП вида $F(U) = N \text{sinc}\{UN/2\}$, где N – число АЭ, равное числу частот сигнала.

Если входной фильтр имеет стандартную характеристику отдельного частотного канала преобразования Фурье с постоянной времени $T_{\text{ф}}$, что справедливо при выполнении на входе ЭП дискретного преобразования Фурье [2], то сигнал на выходе фильтра ЭП в момент времени $t = T_{\text{ф}}$ можно записать как

$$\begin{aligned} F(U) &= \int_0^{T_{\text{ф}}} S(t - \tau) e^{-j2\pi f_{\text{ф}} t} dt = \\ &= A \sum_{n=1}^N e^{j\varphi_n} e^{j(n-1)U} \int_0^{T_{\text{ф}}} s_n(t - \tau) e^{-j2\pi f_{\text{ф}} t} dt. \end{aligned} \quad (21)$$

После взятия интеграла и исключения несущественных фазовых множителей вида

$\exp\{-j2\pi f_n \tau\}$, которые не повлияют на случайный характер фаз φ_n , выражение (21) позволяет вычислить угловой спектр $F(U)$, характеризующий зависимость уровня сигнала от азимутальной пространственной частоты U :

$$F(U) = NT_\Phi \sum_{n=1}^N e^{j\varphi_n} \text{sinc}\{\pi(f_n - f_\Phi)T_\Phi\} e^{j(n-1)U}. \quad (22)$$

Как видно из (22), спектральные составляющие многочастотного сигнала в результате суммируются с весами, определяемыми частотной характеристикой входного фильтра. На рис. 5 синим цветом представлен модуль углового спектра для случая равных фаз $\varphi_n = \varphi$, полученный при $N = 32$. Как видно из графика, кривая близка к традиционной зависимости вида $N\text{sinc}\{\pi UN\}$, но с несколько пониженными боковыми лепестками, что объясняется весовой обработкой исходного спектра сигнала во входном фильтре. Красным цветом приведен пример зависимости модуля углового спектра $F(U)$ при случайных равномерно распределенных на интервале от 0 до 2π начальных фазах φ_n . Как показало моделирование, средний уровень зависимости модуля $F(U)$ при случайных фазах, полученный при усреднении результатов 1000 экспериментов с различным набором случайных фаз и приведенный на рис. 5 штриховой линией, в $\sqrt{N}$ раз меньше максимального значения аналогичной зависимости, полученной при равных начальных фа-

зах гармоник многочастотного сигнала. Это объясняется тем, что при больших N в соответствии с центральной предельной теоремой при суммировании узкополосных сигналов происходит нормализация плотности распределения вероятности совокупного сигнала, дисперсия которого растет пропорционально $\sqrt{N}$.

Из приведенных на рис. 5 графиков можно сделать вывод, что многочастотный сигнал с дополнительной пространственной модуляцией имеет выигрыш по скрытности его обнаружения ЭП в $\sqrt{N}$ раз при случайном законе распределения начальных фаз и совпадении азимута обнаруживаемой цели и носителя ЭП. При отклонении азимута носителя ЭП от направления на цель преимущества случайности фаз пространственно модулированного многочастотного сигнала утрачиваются, а при больших отклонениях наблюдается проигрыш. Однако при сканировании пространства главный лепесток в режиме излучения не будет сформирован ни в одном направлении.

При известном угловом положении носителя ЭП этот проигрыш может быть устранен за счет коррекции распределения случайных, но известных при излучении сигнала начальных фаз поднесущих частот f_n . Если ФАР в режиме передачи и приема сигнала ориентирована на просмотр угловой частоты U_0 , а азимуту ЭП соответствует пространственная частота $U_{ЭП}$, то согласно (22) для конкретного набора случайных фаз φ_n можно записать угловые зависимости $F_0(U) = F(U - U_0)$ и $F_{ЭП}(U) = F(U - U_{ЭП})$, аналогичные приведенной на рис. 5, но с соответствующим сдвигом U_0 или $U_{ЭП}$ по пространственной частоте. В [7] приведена известная методика формирования адаптивных ДН ФАР в режиме приема с нулевым значением в направлении на помеху с известным углом прихода. Эта методика упрощается при бесконечно большом отношении сигнал/шум и гарантирует точное формирование нуля ДН в направлении на помеху. Такой подход можно использовать и при формировании характеристик направленности ФАР в режиме передачи. Отличие будет заключаться в снятии условия максимизации ДН ФАР в направлении на цель в режиме передачи.

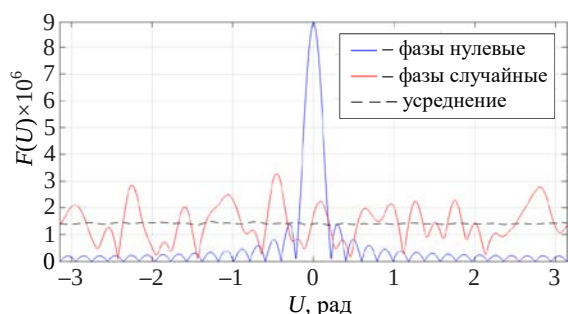


Рис. 5. Угловые зависимости интенсивности сигналов на входе ЭП при фиксированных (синяя линия) и случайных (красная линия) начальных фазах частот

Fig. 5. Angular dependencies of the signal intensity at the ER input for fixed (blue line) and random (red line) initial frequency phases

Искомую ДН в режиме передачи $F_{\Sigma}(U)$ с нулем в направлении $U = U_{\text{ЭП}}$ можно найти из уравнения

$$F_{\Sigma}(U) = F_0(U) - kF_{\text{ЭП}}(U), \quad (23)$$

где k – комплексный коэффициент, который находится из условия равенства нулю ДН $F_{\Sigma}(U)$ при $U = U_{\text{ЭП}}$: $F_{\Sigma}(U_{\text{ЭП}}) = 0$, откуда

$$k = F_0(U_{\text{ЭП}})/F_{\text{ЭП}}(U_{\text{ЭП}}). \quad (24)$$

Подставив (24) в (23), получим искомую ДН в режиме излучения многочастотного сигнала:

$$F_{\Sigma}(U) = F_0(U) - F_{\text{ЭП}}(U)F_0(U_{\text{ЭП}})/F_{\text{ЭП}}(U_{\text{ЭП}}). \quad (25)$$

Примеры формирования $F_{\Sigma}(U)$ вида (25) при $N = 32$ приведены на рис. 6 для случая $U_0 = 0$ рад при $U_{\text{ЭП}}$: $a - \pi/32$ рад; $b - \pi/16$ рад; $в - \pi/4$ рад; $г - \pi/2$ рад, что соответствует азимутальным углам θ , равным 1.8, 3.6, 14.5 и 30° соответственно. Направление на ЭП отмечено на рис. 6 стрелками.

Для нахождения комплексных весовых коэффициентов $x(n)$ для каждого из N АЭ $_n$ разо-

бьем интервал пространственных частот от $-\pi$ до $+\pi$ на N равных интервалов $\Delta U = 2\pi/N$ и вычислим N значений $F_0(U)$ в точках $U = n\Delta U$: $F_0(n\Delta U)$. Весовые коэффициенты $x(n)$ для формирования требуемой ДН $F_{\Sigma}(U)$ можно вычислить на основе обратного преобразования Фурье [16]:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=1}^N F_0(m\Delta U) e^{j2\pi n \frac{m}{N}}. \quad (26)$$

Здесь угловая и пространственная переменные для разделения обозначены как m и n соответственно, но размерность обоих рядов одинакова и равна N . На основании (22) с учетом (26) можно записать требуемую ДН с гарантированным нулем в направлении на ЭП $U_{\text{ЭП}}$:

$$F_{\Sigma}(U) = NT_{\Phi} \sum_{n=1}^N x(n) \text{sinc}\{\pi(f_n - f_{\Phi})T_{\Phi}\} e^{j(n-1)U}. \quad (27)$$

Случайные начальные фазы поднесущих ϕ_n в (27) вошли в аргументы весовых коэффициентов $x(n)$.

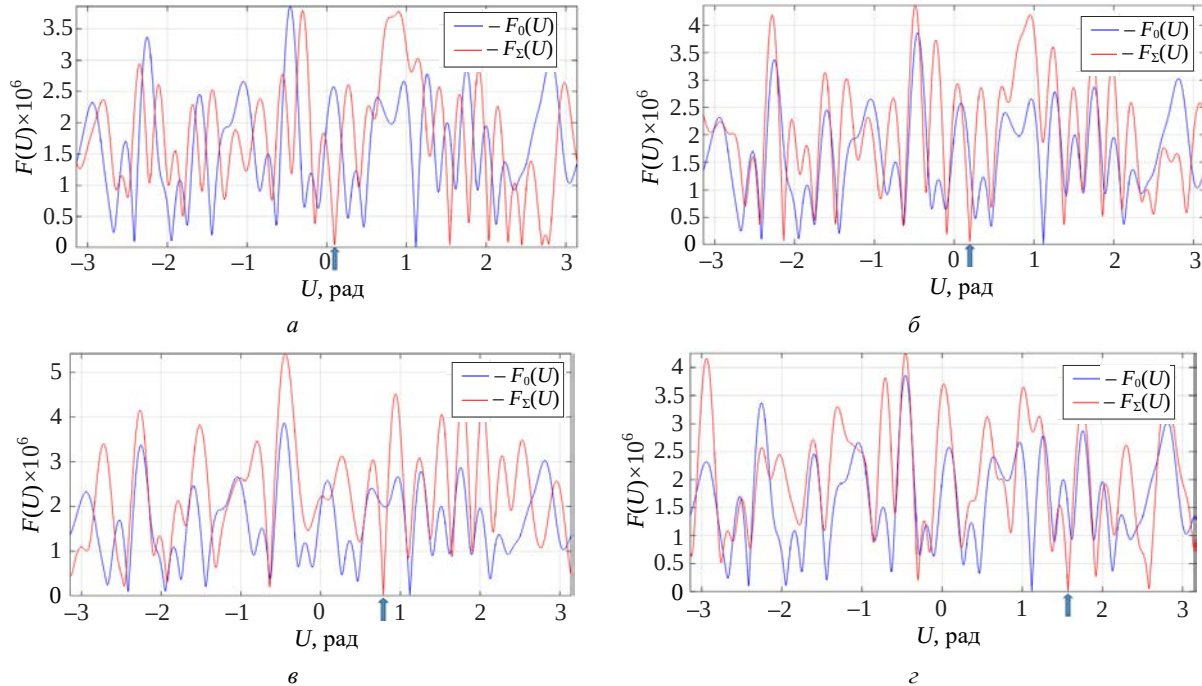


Рис. 6. Модули ДН в режиме излучения при различных $U_{\text{ЭП}}$ [рад]: $a - \pi/32$; $b - \pi/16$; $в - \pi/4$; $г - \pi/2$

Fig. 6. Array pattern modules in the radiation mode for different $U_{\text{ЭП}}$ [rad]: $a - \pi/32$; $b - \pi/16$; $в - \pi/4$; $г - \pi/2$

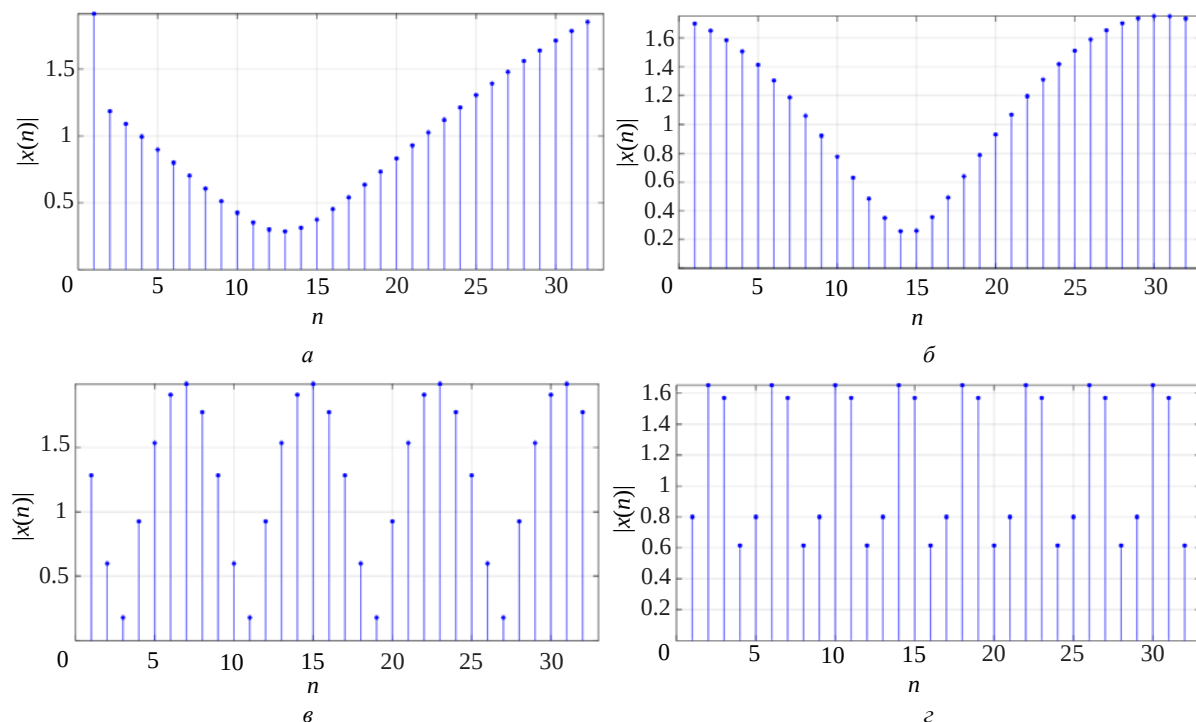


Рис. 7. Распределение модулей весовых коэффициентов $|x(n)|$ при числе АЭ ФАР $N = 32$ и различных $U_{ЭП}$ [рад]: а – $\pi/32$; б – $\pi/16$; в – $\pi/4$; г – $\pi/2$

Fig. 7. Distribution of the modules of weighting coefficients $|x(n)|$ for the number of AEs of the phased array $N = 32$ for different $U_{ЭП}$ [rad]: а – $\pi/32$; б – $\pi/16$; в – $\pi/4$; г – $\pi/2$

На рис. 7 приведены значения модулей весовых коэффициентов $x(n)$ для формируемой ДН с нулем в направлении на ЭП $F_{\Sigma}(U)$ при $U_{ЭП}$: а – $\pi/32$ рад; б – $\pi/16$ рад; в – $\pi/4$ рад; г – $\pi/2$ рад. В исходном распределении все модули равны 1, а фазы случайны. В случае формирования ДН с нулем в направлении ЭП модули весовых коэффициентов $|x(n)|$ отличаются от 1, однако фазы остаются случайными и, как показало моделирование, с равномерным распределением на интервале $[0, 2\pi]$. При этом наблюдается своеобразная модуляция уровня модулей коэффициентов $|x(n)|$ по апертуре ФАР с пространственным периодом D , пропорциональным пространственной частоте $U_{ЭП}$. Если нормировать D к шагу решетки $d = \lambda/2$, то период можно определить как $D \approx 2\pi/U_{ЭП}$. Глубина возникающей модуляции, оцениваемая как отклонение максимального и минимального значений $|x(n)|$ от 1, определяется отношением модулей ДН $F_0(U)$ и $F_{ЭП}(U)$ или, в соответствии с (24), модулем $|k|$.

При расчете $F_{\Sigma}(U)$ тип входного фильтра ЭП, как правило, неизвестен, поэтому при расчетах $F_0(U)$ и $F_{ЭП}(U)$ использовалась прямоугольная аппроксимация частотной характеристики фильтра. Как показали исследования, выполненные вычисления $F_0(U)$ и $F_{ЭП}(U)$ с реальным фильтром как каналом преобразования Фурье слабо влияют на форму ДН. При этом у весовых коэффициентов $x(n)$ не меняется фазовая структура, а наблюдается спад модулей $|x(n)|$ по краям апертуры ФАР, что объясняется весовой обработкой уровня излучаемого сигнала в зависимости от номера АЭ, поскольку номер поднесущей f_n жестко привязан к номеру АЭ.

Рассмотрим излучаемый сигнал вида (16), заменив в нем постоянную амплитуду A на $A(t)$, которая описывает двоичную амплитудную модуляцию вида РИП, а также учтя корректирующие комплексные весовые коэффициенты (26):

$$\begin{aligned} S(t) &= A(t) \sum_{n=1}^N x(n) s_n(t) = \\ &= A(t) \sum_{n=1}^N x(n) e^{j2\pi f_n t} e^{j(n-1)U}. \end{aligned} \quad (28)$$

Принятый в m -м АЭ сигнал (28) с учетом фазового сдвига при приеме в ФАР $e^{j(m-1)(U-U_0)}$, где U_0 – направление на цель, запишется как

$$s_m(t, \tau, f_d, U) = A(t - \tau) \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N x(n) e^{j2\pi(f_n - f_d)(t - \tau)} \times e^{j(m+n-2)(U_0 - U)}, \quad (29)$$

где f_d – доплеровский сдвиг частоты отраженного сигнала, принятый единым для всех поднесущих f_n , что справедливо при $f_n \gg \Delta F$. Если рассматривать τ , f_d и U как расстройки по соответствующим параметрам между принятым и ожидаемым сигналами, то опорный сигнал $s_{om}(t)$ для сигнала m -го АЭ $_m$ (29) запишется как

$$s_{om}(t) = A(t) \sum_{n=1}^N x^*(n) s_n^*(t) = A(t) \sum_{n=1}^N |x(n)| e^{-j \arg\{x(n)\}} \times e^{-j2\pi f_n t} e^{-j(m+n-2)U_0}. \quad (30)$$

Пространственно-временная функция неопределенности $\chi(\tau, f_d, U)$ может быть найдена как

$$\chi(\tau, f_d, U) = \left| \sum_{m=1}^N \int_0^T s_m(t, \tau, f_d, U) s_{om}(t) dt \right|. \quad (31)$$

Подставим (29) и (30) в (31) и положим $A(t)$ в виде РИП с единичной амплитудой, воспользовавшись записью ФН $\chi(\tau, f_d)$ вида (12), для удобства разделив нумерацию частот и АЭ как n и m соответственно:

$$\chi(\tau, f_d, U) = \left| \chi(\tau, f_d) \sum_{n=1}^N |x(n)|^2 e^{-j2\pi f_n \tau} e^{-j(n-1)U} \times \sum_{m=1}^N e^{-j(m-1)U} \right|. \quad (32)$$

Суммирование по m приведет к выражению $\frac{\sin(NU/2)}{\sin(U/2)}$, которое описывает ДН ФАР из N элементов. В области главного лепестка ФН вида (32) для $|\tau| \leq T_{РИП}$ можно приближенно записать как

$$\chi(\tau, f_d, U) \approx \left| KN(\tau_{РИП} - |\tau|) \text{sinc}\{\pi f_d T\} \text{sinc}\{NU/2\} \times \sum_{n=1}^N |x(n)|^2 e^{-j[2\pi f_n \tau + (n-1)U]} \right|. \quad (33)$$

Сомножитель $\text{sinc}\{\pi f_d T\}$ в (33), как и в выражении (13), определяет сечение ФН в области доплеровских сдвигов частоты $f_d < \pm 1/T_{РИП}$. Сомножитель $\text{sinc}\{NU/2\}$ определяет направленность ФАР. Дальномерная зависимость $\chi(\tau, f_d, U)$ имеет более сложный характер и определяется выражением под знаком суммы по n .

На рис. 8 приведены примеры модуля нормированной ФН $|\chi(\tau, f_d, U)|$ при фиксированном значении $f_d = 0$ для четырех значений угловых параметров $U_{ЭП}$ ЭП: $a - \pi/32$ рад; $b - \pi/16$ рад; $c - \pi/4$ рад; $d - \pi/2$ рад. Приведенные зависимости иллюстрируют появление боковых лепестков (БЛ) достаточно высокого уровня, положение которых зависит от $U_{ЭП}$. При уменьшении расстройки по угловой частоте $U_{ЭП}$ ЭП и цели U_0 наблюдается приближение БЛ к главному вплоть до интерференционного слияния при одновременном росте остальных БЛ (рис. 8, a).

Рассмотрим отдельно сечение $\chi(\tau, f_d, U)$ вида (32) по задержке τ при фиксированных $f_d = 0$ и $U = 0$. На рис. 9 приведены примеры модулей сечений $|\chi(\tau, 0, 0)| = |\chi(\tau)|$, полученные при различных угловых частотах ЭП: $a - \pi/32$ рад; $b - \pi/16$ рад; $c - \pi/4$ рад; $d - \pi/2$ рад. Как видно из графиков, приведенных на рис. 9 красным цветом, согласованная обработка, оптимальная при независимых и стационарных по апертуре ФАР нормальных шумах одинаково

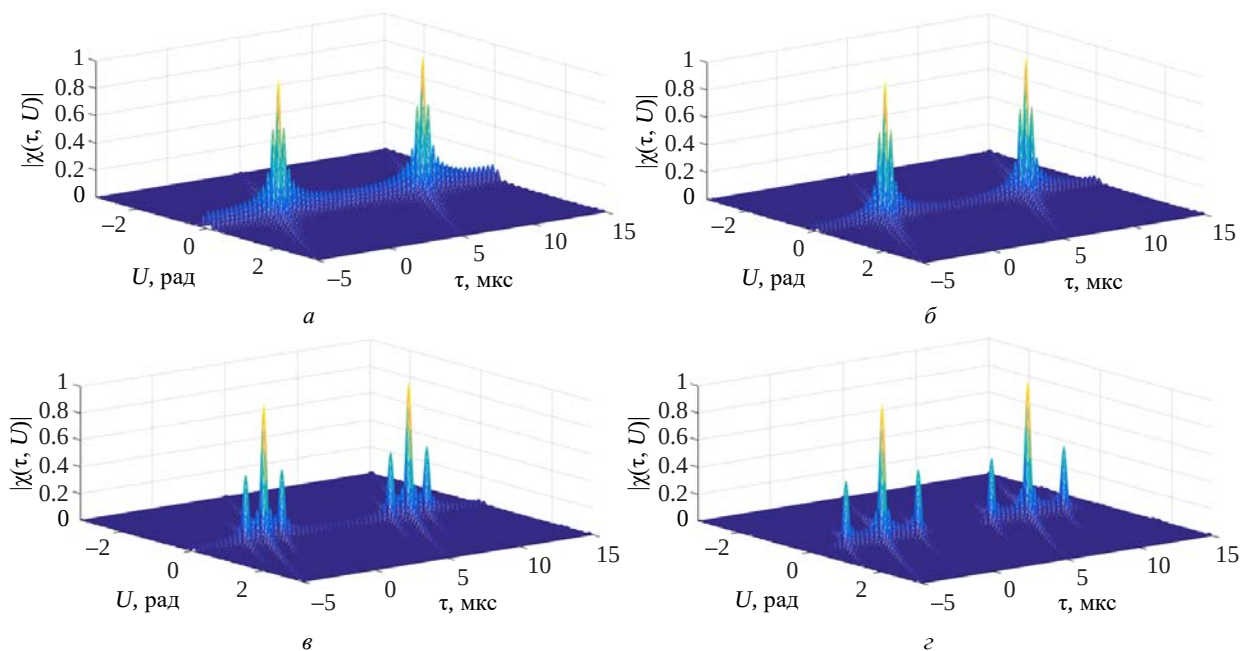


Рис. 8. ФН $\chi(\tau, f_d, U)$ при $f_d = 0$ и различных угловых положениях ЭП $U_{ЭП}$ [рад]: а – $\pi/32$; б – $\pi/16$; в – $\pi/4$; з – $\pi/2$

Fig. 8. AF $\chi(\tau, f_d, U)$ at $f_d = 0$ and different angular positions of the ER $U_{ЭП}$ [rad]: а – $\pi/32$; б – $\pi/16$; в – $\pi/4$; з – $\pi/2$

вой мощности, приводит к появлению БЛ неприемлемо высокого уровня. Это объясняется наличием амплитудной модуляции огибающей весовых коэффициентов $|x(n)|$ с частотой, пропорциональной $U_{ЭП}$ (см. рис. 7). ДН ФАР в

режиме передачи работает как фильтр-пробка в направлении на ЭП. Поскольку поднесущие частоты f_n и $AЭ_n$ соответствующих номеров однозначно связаны, положение модуляционных БЛ на оси задержек $\tau_{БЛ}$ также определя-

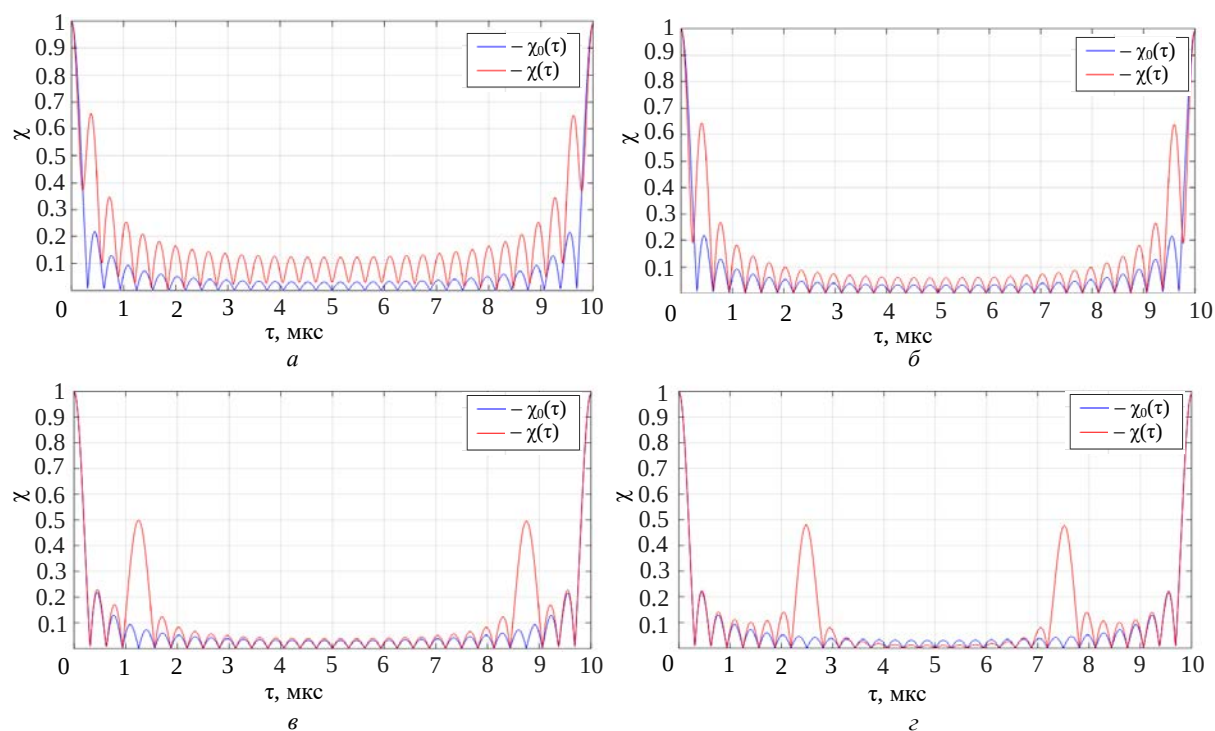


Рис. 9. Сечение ФН $|\chi(\tau)|$ при различных угловых положениях ЭП $U_{ЭП}$ [рад]: а – $\pi/32$; б – $\pi/16$; в – $\pi/4$; з – $\pi/2$

Fig. 9. AF section $|\chi(\tau)|$ at different angular positions of the ER $U_{ЭП}$ [rad]: а – $\pi/32$; б – $\pi/16$; в – $\pi/4$; з – $\pi/2$

ется положением нулей ДН в направлении $U = U_{ЭП}$ и может быть определено из соотношения $U_{ЭП} = 2\pi\tau_{БЛ}\Delta f$.

Устранению модуляционных БЛ $|\chi(\tau)|$ будет способствовать компенсация модуляции уровня принимаемого пространственного сигнала ФАР. Для этого необходимо провести инверсную нормировку сигнала под знаком суммы в (32) так, чтобы модули всех нормированных сигналов $|x_H(n)| = 1$, для чего необходимо умножить выражение под суммой на $|x(n)|^{-2}$. Полученное таким образом сечение $|\chi(\tau)|$ приведено на рис. 9 синим цветом. Как видно из графиков, модуляционные БЛ отсутствуют, однако из-за отклонения от согласованной обработки отраженного пространственного сигнала $x_H(n)$ наблюдаются потери в отношении сигнал/шум. Это проявляется в уменьшении главного лепестка ФН при инверсной нормировке.

ФН при инверсном нормировании пространственного сигнала ФАР после преобразований примет вид

$$\chi(\tau, f_d, U) = \chi(\tau, f_d) \frac{\sin(NU/2)}{\sin(U/2)} \frac{\sin[N(\pi\Delta f\tau + U/2)]}{\sin(\pi\Delta f\tau + U/2)}. \quad (34)$$

На рис. 10 приведен модуль ФН $|\chi(\tau, f_d, U)| = |\chi(\tau, 0, U)|$, полученный из (34) при $f_d = 0$.

В области главного лепестка ФН (34) можно описать приближенно в виде

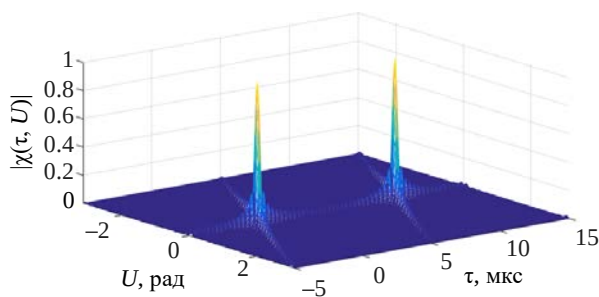


Рис. 10. ФН $|\chi(\tau, f_d, U)|$ при $f_d = 0$ и инверсной нормировке сигнала

Fig. 10. AF $|\chi(\tau, f_d, U)|$ for $f_d = 0$ and inverse signal normalization

$$\chi(\tau, f_d, U) = \left| KN^2 \text{sinc}(NU/2) \times \text{sinc}[N(\pi\Delta f\tau + U/2)] \text{sinc}(\pi f_d T) \right|. \quad (35)$$

Числовой множитель N^2 в (35) свидетельствует об отсутствии энергетических потерь при приеме и передаче пространственно-частотного модулированного зондирующего сигнала по сравнению с РЛС с ФАР и обычным многочастотным сигналом.

Сравнение полученного результата при инверсной нормировке принимаемого сигнала $x_H(n)$, представленного на рис. 7, показывает отсутствие модуляционных БЛ при любых $U_{ЭП}$ от $-\pi$ до $+\pi$. В то же время графики на рис. 10 демонстрируют наклонное смещение БЛ ДН, описываемых стандартной зависимостью вида $\text{sinc}(NU/2)$. Наклон оси смещения определяется аргументом синусов в последнем сомножителе (34). Если это рассматривать как некую слабо выраженную неоднозначность по угловой частоте и задержке, то её уменьшения можно достичь за счет случайного или специального псевдослучайного распределения номеров частот и АЭ ФАР.

Потери в отношении сигнал/шум за счет рассогласованной обработки и инверсной нормировки принимаемого пространственного сигнала $x(n)$ можно оценить по следующим соотношениям. Для N -элементной ФАР при согласованной обработке отношение сигнал/шум по мощности q^2 запишется как

$$q^2 = \frac{1}{\sigma_{ш}^2} \sum_{n=1}^N |x(n)|^2,$$

где $\sigma_{ш}^2$ – дисперсия нормального дельта-коррелированного по пространственным каналам приема шума. Для инверсно-нормированной обработки отношение сигнал/шум примет вид

$$q^2 = \frac{N^2}{\sigma_{ш}^2 \sum_{n=1}^N |x(n)|^{-2}}.$$

Относительный проигрыш не зависит от мощности шума и определяется средним значением

квадратов модулей весовых коэффициентов $|x(n)|^2$ и средним значением квадратов их обратных величин $|x(n)|^{-2}$. Величина проигрыша зависит от глубины амплитудной модуляции весовых коэффициентов $x(n)$, которая, в свою очередь, зависит от соотношения значений ДН в режиме излучения в направлении ЭП $F_0(U_{ЭП})$ и $F_{ЭП}(U_{ЭП})$. Чем ближе эти два значения, тем меньше индекс амплитудной модуляции $x(n)$ и меньше потери в отношении сигнал/шум.

Обсуждение результатов. Для сравнения характеристик энергетической скрытности рассмотрим РЛС с таким же по энергетике многочастотным зондирующим сигналом и идентичной эквидистантной N -элементной ФАР, но без дополнительной пространственной модуляции. Это означает, что на АЭ ФАР в режиме излучения поступают полностью идентичные в частотно-временной области сигналы. При этом сигнал может формироваться на интервале времени T либо как сумма одновременно излучаемых частот f_n общей мощностью P_Σ , каждая с равной мощностью $P_n = P_\Sigma/N$, либо как последовательно излучаемые посылки на частотах f_n , длительно-стью $T_n = T/N$ и мощностью P_Σ каждая.

При случайных фазах гармоник φ_n и расположении ЭП на обнаруживаемом объекте в первом варианте получим такой же эффект, как и при дополнительной пространственной модуляции: сигналы отдельных частот будут суммироваться пропорционально $\sqrt{N}$. Однако этот вариант формирования сигнала неприемлем на практике при использовании типовых приемопередающих модулей СВЧ-диапазона из-за не-

линейных искажений в передающем тракте, которым будут подвергаться интерферирующие между собой сигналы отдельных частот [15]. Для второго варианта, подробно описанного в [13], характерны соотношения между параметрами входного фильтра ЭП T_Φ и параметрами многочастотного сигнала: $T_\Phi \ll T$ и $T_\Phi \leq T_n$. В этом случае на входе ЭП будет формироваться сигнал с амплитудой, пропорциональной числу АЭ N . Таким образом, для первого, нереализуемого на практике варианта формирования сигнала, справедлива зависимость, приведенная на рис. 5 красным цветом. Для второго, применяемого на практике варианта, справедлива зависимость, приведенная на рис. 5 синим цветом. Выигрыш за счет дополнительной пространственной модуляции в среднем составит величину $\sqrt{N}$.

Заключение. Проведенные исследования продемонстрировали значительный выигрыш в скрытности работы РЛС с ФАР при дополнительной пространственной модуляции многочастотного зондирующего сигнала при совпадении направлений на цель и носитель ЭП. При отклонении этих направлений более, чем на ширину луча ДН ФАР, дополнительный выигрыш может быть получен за счет формирования нуля ДН в режиме излучения в направлении на носитель ЭП. Возникающие при этом боковые лепестки многомерной ФН имеют детерминированное положение по оси задержек и могут быть устранены за счет инверсной весовой обработки пространственно-частотного сигнала. Реализуемая в приемнике согласованная обработка отраженных сигналов исключает энергетические потери при приеме и передаче многочастотного пространственно-модулированного сигнала.

Список литературы

1. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 487 с.
2. Шевченко М. Е., Чемаров А. О. Обнаружение и оценивание параметров источников радиоизлучения в широкой полосе обзора. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 136 с.
3. Козлов С. В. Методы и средства радиоэлектронной защиты. Минск: БГУИР, 2019. 188 с.
4. Кутузов В. М., Ипатов В. П., Соколов С. С. Оценка энергетической скрытности РЛС с пространственно-временной модуляцией зондирующего сиг-

нала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 6. С. 30–43.
doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-6-30-43

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

6. Гантмахер В. Е., Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 400 с.

7. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справ. 2-е изд. / под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

8. Нахмансон Г. С. Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов. М.: Радио-техника, 2015. 256 с.

9. Кутузов В. М., Коновалов А. А., Михайлов В. Н. Морская радиолокация / под ред. В. М. Кутузова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. 146 с.

10. Principles & Applications of Random FM Radar Waveform Design / S. D. Blunt, J. K. Jakabosky, C. A. Mohr, P. M. McCormick, J. W. Owen, B. Ravenscroft, C. Sahin, G. D. Zook, C. C. Jones, J. G. Metcalf, T. Higgins // IEEE Aerospace & Electronic Systems Magazine. 2020. Vol. 35, № 10. P. 20–28.

doi: 10.1109/MAES.2019.2953763

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

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

13. Основы проектирования многопозиционных де-каметровых РЛС пространственной волны / В. М. Ку-тузов, А. В. Бархатов, А. В. Безуглов, В. И. Веремьев, А. А. Коновалов; под ред. В. М. Кутузова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2012. 191 с.

14. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. Для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1974. 832 с.

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

16. Кутузов В. М., Овчинников М. А., Виногра-дов Е. А. Характеристики обнаружения параметри-ческого метода обработки сигналов в неэквиди-стантной антенной решетке транспортируемой де-каметровой радиолокационной станции // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 6. С. 43–58.
doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58

Информация об авторе

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

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

E-mail: vmkutuzov@etu.ru

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

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

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

E-mail: vripatov@etu.ru

Овчинников Михаил Александрович – окончил аспирантуру по направлению "Электроника, радио-техника и системы связи" (2023, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), инженер НИИ "Прогноз", ассистент кафедры радиотехнических си-стем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация.

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

E-mail: mixovchinnikov@list.ru

References

1. Ipatov V. P. *Shirokopolosnye sistemy i kodovoe razdelenie signalov. Printsipy i prilozheniya* [Broadband Systems and Code Division of Signals. Principles and Applications]. Moscow, *Tekhnosfera*, 2007, 487 p. (In Russ.)

2. Shevchenko M. E., Chemarov A. O. *Obnaruzhenie i otsenivanie parametrov istochnikov radioizlucheniya v shirokoi polose obzora* [Detection and Estimation of Parameters of Radio Emission Sources in a Wide Viewing Band. Spb., *Izd. SPbGETU "LETI"*, 2011, 136 p. (In Russ.)

3. Kozlov S. V. *Metody i sredstva radioelektronnoi*

zashchity [Methods and Means of Electronic Protec-tion]. Minsk, BSUIR, 2019, 188 p. (In Russ.)

4. Kutuzov V. M., Ipatov V. P., Sokolov S. S. Energy Stealth Evaluation of Radar Systems with a Space-Time Modulated Probing Signal. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2024, vol. 27, no. 6, pp. 30–43.
doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-6-30-43

5. Levanon N., Mozeson E. *Radar Signals*. New Jersey, John Wiley & Sons, 2004, 432 p.

6. Gantmakher V. E., Bystrov N. E., Chebotarev D. V. *Shumopodobnye signaly. Analiz, sintez, obrabotka*

[Noise-Like Signals. Analysis, Synthesis, Processing]. SPb., Science and Technology, 2005, 400 p. (In Russ.)

7. *Radioelektronnyye sistemy. Osnovy postroeniya i teoriya* [Radioelectronic Systems. Basics of Design and Theory. Handbook.] 2nd Ed. Ed. by Ya. D. Shirman. Moscow, Radio Engineering, 2007, 512 p. (In Russ.)

8. Nakhmanson G. S. *Prostranstvenno-vremennaya obrabotka shirokopolosnykh signalov* [Spatial-Temporal Processing of Broadband Signals]. Moscow, Radio Engineering, 2015, 256 p. (In Russ.)

9. Kutuzov V. M., Konovalov A. A., Mikhailov V. N. *Morskaya radiolokatsiya* [Marine Radar]. Ed. by V. M. Kutuzov. SPb., *Izd. SPbGETU "LETI"*, 2016, 146 p. (In Russ.)

10. Blunt S. D., Jakabosky J. K., Mohr C. A., McCormick P. M., Owen J. W., Ravenscroft B., Sahin C., Zook G. D., Jones C. C., Metcalf J. G., Higgins T. Principles & Applications of Random FM Radar Waveform Design. *IEEE Aerospace & Electronic Systems Magazine*. 2020, vol. 35, no. 10, pp. 20–28. doi: 10.1109/MAES.2019.2953763

11. Piskunov A. V., Litvinov N. N., Enverov A. I. Application of Frequency-Shift and Phase-Shift Keyed Signals to Improve Radar Emission Secrecy. *Bulletin of*

the Almaz-Antey Air and Space Defence Corporation. 2023, no. 2, pp. 11–18. (In Russ.)

12. Vinokurov V. I., Genkin V. A., Kalenichenko S. P., et al. *Morskaya radiolokatsiya* [Marine Radar]. Ed. by V. I. Vinokurov. Leningrad, Shipbuilding, 1986, 256 p. (In Russ.)

13. Kutuzov V. M., Barkhatov A. V., Bezuglov A. V., Verem'ev V. I., Konovalov A. A. Fundamentals of Design of Multi-Position Decameter Sky-Wave Radars. Ed. by V. M. Kutuzov. St Petersburg, *Izd-vo SPbSETU "LETI"*, 2012, 191 p. (In Russ.)

14. Korn G. A., Korn T. M. *Mathematical Handbook for Scientists and Engineers*. 2nd ed. New York, McGraw-Hill Book Company, 1968.

15. Iovdal'skij V. A., Dalinger A. G., Sokolov I. A., Karasev M. S. *Priemoperedayushchie moduli AFAR SVCh-diapazona* [Microwave Apaa Transceiver Modules]. Moscow, KURS, 2025, 200 p. (In Russ.)

16. Kutuzov V. M., Ovchinnikov M. A., Vinogradov E. A. Detection Characteristics of the Parametric Method of Signal Processing in a Sparse Antenna Array of a Transportable Decameter Range Radar. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2020, vol. 23, no. 6, pp. 43–58. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58

Information about the author

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

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

E-mail: vmkutuzov@etu.ru

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

Valery P. Ipatov, Dr Sci. (Eng.) (1983), Professor (1985) of Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. Honored scientist of the RF (2001), honorable radioman of the USSR (1983). The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: radio-electronic system engineering; statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory.

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

E-mail: vpipatov@etu.ru

Mihail A. Ovchinnikov, completed postgraduate studies in "Electronics, radio engineering and communication systems" (2023, Saint Petersburg Electrotechnical University), Engineer of the Research Institute "Prognoz", assistant of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 10 scientific publications. Area of expertise: radiolocation.

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

E-mail: mixovchinnikov@list.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0814-5370>

Уточнение математической модели сигнала, отраженного от лопасти винта квадрокоптера, на основе экспериментальных исследований

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. Для решения ряда задач, возникающих в процессе контроля воздушного пространства, необходимо определять класс (тип) наблюдаемых объектов. Кроме того, актуальна задача различения целей, находящихся в одном элементе пространственного разрешения РЛС. Построение радиолокационных изображений винтов летательного аппарата на основе метода обращенного синтеза апертуры антенны (ОСАА) может стать хорошим инструментом в решении поставленной задачи. При разработке алгоритмов разрешения с использованием метода ОСАА необходимо иметь достаточно точную модель отраженного сигнала, учитывающую конструктивные особенности лопасти винта летательного аппарата. Существующие на данный момент математические модели сигнала, отраженного от вращающихся винтов летательного аппарата, являются, как правило, упрощенными, что не позволяет реализовать адекватный алгоритм на основе метода ОСАА.

Цель работы. Уточнение математической модели сигнала, отраженного от винта квадрокоптера, на основе экспериментальных исследований в приложении к методу обратного синтеза апертуры антенны.

Материалы и методы. Лопасть винта в рассматриваемой модели представляется в виде совокупности точечных отражателей, расположенных на аппроксимирующих отрезках передней и задней кромок лопасти. При разработке модели отраженного сигнала учитываются изменения фазовой структуры отраженного сигнала, обусловленные поступательным движением квадрокоптера и вращением лопастей винтов, а также разномом винтов в пространстве.

Результаты. Получена математическая модель сигнала, отраженного от винтов квадрокоптера, существенно приближенная к реальности. С помощью моделирования получены реализации сигналов, отраженных от одного винта квадрокоптера. Выполнено сравнение временных и спектральных структур отраженных сигналов, полученных в результате моделирования и экспериментальных исследований.

Заключение. Уточненная математическая модель отраженного сигнала с учетом конструктивных особенностей лопасти квадрокоптера является основой для разработки алгоритма формирования изображений винтов квадрокоптера с помощью обратного синтеза апертуры антенны.

Ключевые слова: летательный аппарат, квадрокоптер, обращенный синтез апертуры антенны, радиолокационное распознавание

Для цитирования: 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

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 03.07.2025; принята к публикации после рецензирования 28.07.2025; опубликована онлайн 29.09.2025



Experimental Refinement of a Mathematical Model of the Signal Reflected from Quadcopter Rotor Blade

Ekaterina S. Plotnitskaya¹✉, 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 order to solve a number of problems arising in the process of airspace control, it is necessary to determine the class (type) of the objects observed. In addition, differentiation between targets located in the same element of the spatial resolution of a radar system is highly relevant. Construction of radar images of aircraft blades based on the method of inverse synthetic aperture radar (ISAR) can become an efficient tool in solving this problem. The development of resolution algorithms using the ISAR method requires a sufficiently accurate model of the reflected signal that would take into account the design features of the aircraft rotor blade. The available mathematical models for the signal reflected from the rotating blades of an aircraft are, as a rule, over-simplified, thus inhibiting the implementation of an adequate ISAR-based algorithm.

Aim. Refinement of a mathematical model of the signal reflected from the quadcopter rotor blade based on experimental studies in application to the ISAR method.

Materials and methods. The rotor blade in the considered model is represented by a set of point reflectors located on the approximating segments of the front and rear edges of the blade. When developing a reflected signal model, changes in the phase structure of the reflected signal are taken into account due to the translational motion of the quadcopter and the rotation of the propeller blades, as well as the spread of the blades in space.

Results. A mathematical model of the signal reflected from the quadcopter rotor blade was obtained, which demonstrates good convergence with reality. By means of modeling, the implementations of signals reflected from one quadcopter blade are obtained. The temporal and spectral structures of the reflected signals obtained as a result of modeling and experimental studies are compared.

Conclusion. The refined mathematical model of the reflected signal, which takes into account the design features of the quadcopter blade, can serve as a basis for developing an algorithm for imaging quadcopter blades using the method of ISAR.

Keywords: aircraft, quadcopter, reversed antenna aperture synthesis, radar recognition

For citation: Plotnitskaya E. S., Heister S. R., Veremyev V. I. Experimental Refinement of a Mathematical Model of the Signal Reflected from Quadcopter Rotor Blade. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 4, pp. 73–85.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-73-85

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

Submitted 03.07.2025; accepted 28.07.2025; published online 29.09.2025

Введение. Для решения различных задач, возникающих в процессе радиолокационного мониторинга пространства, требуется корректная идентификация наблюдаемых объектов. Кроме того, высока актуальность определения состава радиолокационной цели в случае, когда в один объем разрешения (элемент разрешения по дальности, азимуту и углу места) попадает сразу несколько объектов. В этом случае появляется задача различения, включая последующее распознавание каждого отдельного объек-

та. Как отмечалось в [1], метод обращенного синтеза апертуры антенны (ОСАА) [2–7] может стать хорошим инструментом для решения данной задачи. Создание алгоритмов сверхразрешения на основе ОСАА основано на ясном понимании особенностей сигналов, отраженных от объектов разрешения. В последнее время актуальность задач различения и распознавания связана с расширением использования дронов в группе, поэтому необходим детальный анализ отражений от их винтов. В [1] была

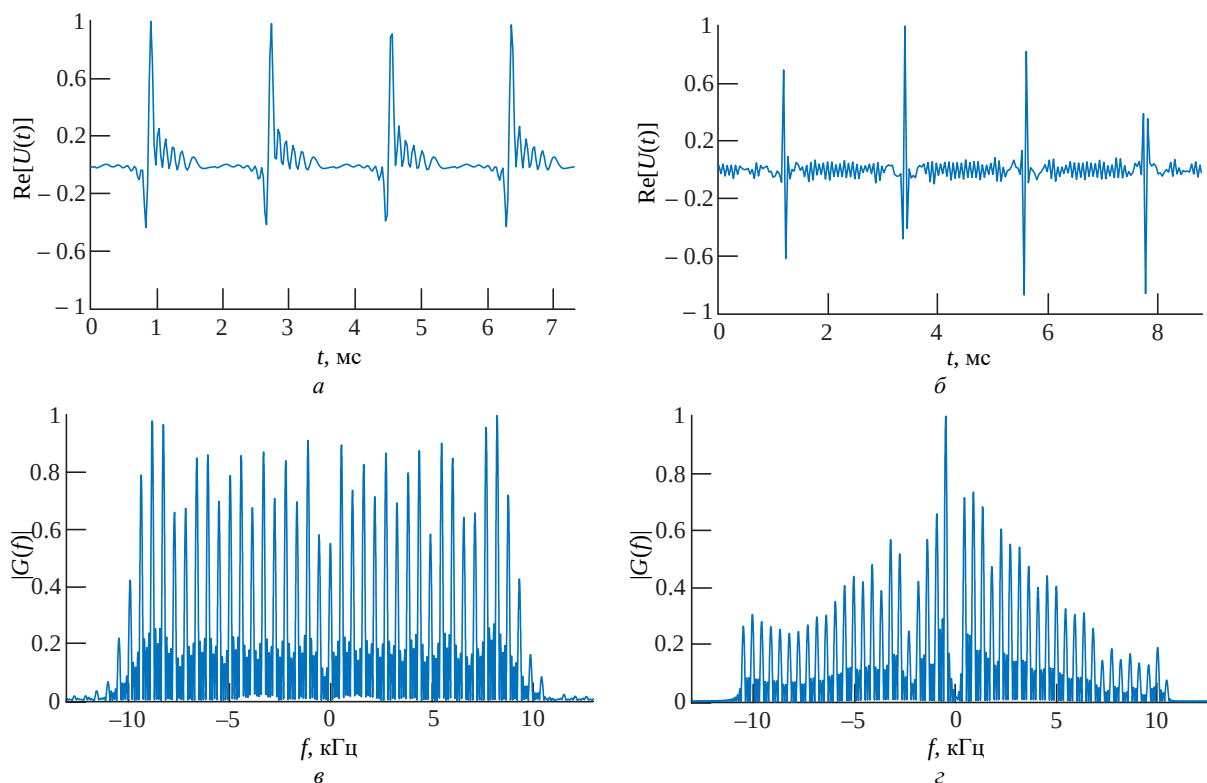


Рис. 1. Сравнение результатов математического моделирования и экспериментальных измерений: *a* – сигнал, отраженный от одного винта квадрокоптера, сформированный на основе модели 1 [1]; *б* – измеренный сигнал, отраженный от одного винта квадрокоптера в безэховой камере; *в* – нормированный спектр сигнала для модели 1; *г* – нормированный спектр измеренного сигнала

Fig. 1. Comparison of the results of mathematical simulation and experimental measurements: *a* – signal reflected from one quadcopter propeller, formed on the basis of model 1 [1]; *б* – measured signal reflected from one quadcopter propeller in an anechoic chamber; *в* – normalized signal spectrum for model 1; *г* – normalized spectrum of the measured signal

предложена простая модель лопасти винта квадрокоптера (далее – модель 1), аппроксимированная совокупностью отражателей, расположенных на двух прямых линиях, проходящих вдоль передней и задней кромок лопасти. На рис. 1 сравниваются результаты моделирования и экспериментальных исследований сигнала, отраженного от одного винта квадрокоптера DJI Phantom 3. Моделирование выполнено с помощью простой модели [1]. Частота зондирующего сигнала $f_0 = 10$ ГГц.

Сопоставление результатов моделирования и экспериментальных исследований позволило выявить следующее:

- отражательные характеристики карбоновых и пластиковых винтов существенно различаются (для данного типа винта отраженные сигналы различаются на 15 дБ);

- отражения от передней и задней кромок практически равнозначны. Эту особенность подтверждают расчеты, выполненные с использованием [8] для кромок лопастей винта квадрокоптера, на основе экспериментальных исследований

ра DJI Phantom 3. При расчетах кромки лопастей представлялись цилиндрами с диаметрами, соответствующими толщине кромок. С учетом результатов эксперимента при моделировании (рис. 1) с помощью упрощенной модели [1] были использованы одинаковые значения эффективной площади рассеяния (ЭПР) отражателей. Это явилось первой коррекцией разработанной ранее модели;

- удельная ЭПР кромок спадает от центра винта к концу лопасти как для передней, так и для задней кромок. Это существенное отличие, которое будет учтено в модели;

- реальный сигнал, отраженный от кромки лопасти, имеет более изрезанную структуру по сравнению с сигналом простой модели. Анализ этого явления показывает, что кромку лопасти необходимо представлять не одним прямым отрезком, а набором отрезков, ориентация которых должна быть близка к линии кромки.

Математическая модель сигнала, отраженного от лопасти винта квадрокоптера. Как и в [1], рассматривается моностатическая

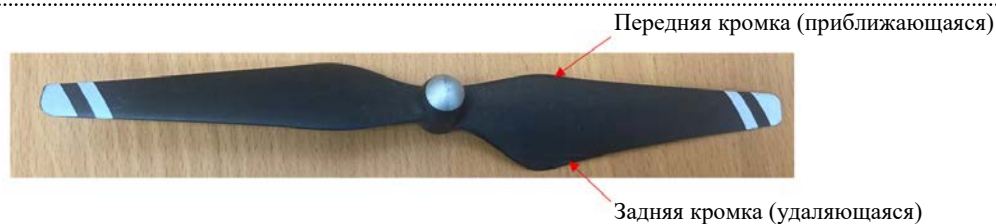


Рис. 2. Фото винта квадрокоптера с указанием кромок лопасти
Fig. 2. Photo of a quadcopter blade with an indication of the blade edges

РЛС в прямоугольной системе координат ($OXYZ$), центр которой совпадает с фазовым центром приемопередающей антенны. Полагая, что РЛС трехкоординатная, т. е. результатом измерений являются дальность до центра симметрии винтов квадрокоптера относительно фазового центра приемной антенны r_0 , угол места ε и азимут β .

В качестве конкретного прототипа винта, позволяющего ввести количественную определенность, будем использовать винт квадрокоптера DJI Phantom 3, фото которого представлено на рис. 2.

В модели винта, разрабатываемой на основе экспериментальных измерений, лопасть представляется совокупностью точечных отражателей, расположенных (рис. 3) с шагом $\lambda/4$, где λ – длина волны:

– на двух отрезках, составляющих переднюю кромку;

– на трех отрезках, составляющих заднюю кромку.

Ориентация отрезков выбрана в соответствии с реальным строением лопасти винта квадрокоптера DJI Phantom 3. Лопасть рассматривается в местной системе координат $O_{B1}X_{B1}Y_{B1}Z_{B1}$, центр которой совмещен с центром симметрии вращающегося винта квадрокоптера.

Координаты центра симметрии винтов квадрокоптера, зависящего на расстоянии r_0 относительно фазового центра приемной антенны:

$$\begin{cases} x_0 = r_0 \cos \varepsilon \cos \beta; \\ y_0 = r_0 \cos \varepsilon \sin \beta; \\ z_0 = r_0 \sin \varepsilon. \end{cases}$$

Исходя из рис. 4, координаты центра вращения каждого m -го винта относительно цен-

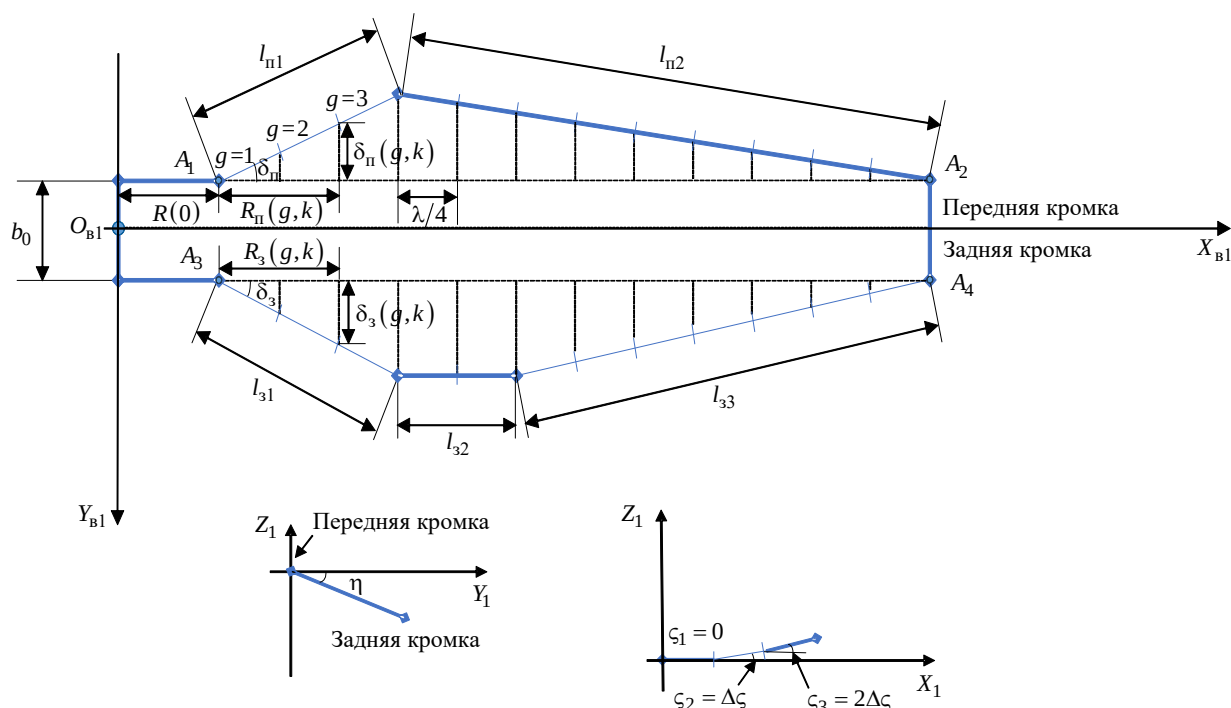


Рис. 3. Представление лопасти винта квадрокоптера в трех проекциях
Fig. 3. Representation of a quadcopter blade in three projections

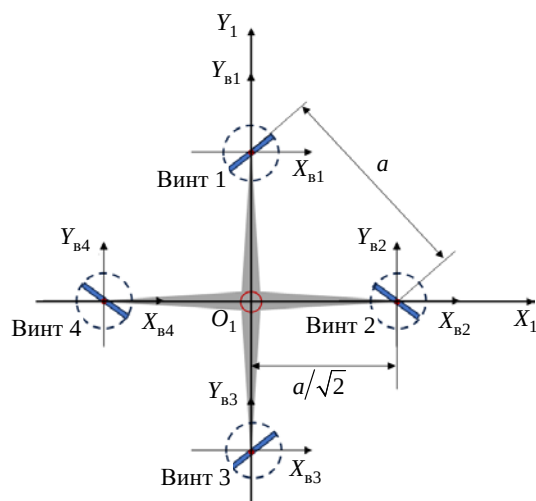


Рис. 4. Местная система координат, связанная с летательным аппаратом

Fig. 4. Local coordinate system associated with the aircraft

тра симметрии описываются выражениями

$$\begin{cases} x_{0_в}(m) = x_0 + \frac{a}{\sqrt{2}} f_1(m); \\ y_{0_в}(m) = y_0 \pm \frac{a}{\sqrt{2}} f_2(m); \\ z_{0_в}(m) = z_0, \end{cases}$$

где a – расстояние между центрами двух соседних винтов квадрокоптера; $f_1(m)$, $f_2(m)$ – знакопеременные функции, описываемые выражениями

$$f_1(m) = \begin{cases} -1 & \text{при } m = 4; \\ 0 & \text{при } m = 1 \text{ и } 3; \\ 1 & \text{при } m = 2; \end{cases}$$

$$f_2(m) = \begin{cases} -1 & \text{при } m = 1; \\ 0 & \text{при } m = 2 \text{ и } 4; \\ 1 & \text{при } m = 3. \end{cases}$$

Для определенности будем полагать, что квадрокоптер перемещается со скоростью v вдоль оси OX . Введем законы изменения координат g -го отражателя k -го аппроксимационного отрезка на n -й лопасти m -го винта относительно фазового центра приемной антенны для рассматриваемой модели:

– для точечных отражателей на передней кромке лопасти:

$$\begin{cases} x_{\Pi}(t, g, k, n, m) = x_{0_в}(m) + vt + \\ + \left\{ [R(0) + R_{\Pi}(g, k)] \cos \varphi(t, n, m) + \right. \\ \left. + \left[\frac{b_0}{2} + b_{\Pi}(g, k) \right] \sin \varphi(t, n, m) \right\} \cos \varepsilon(t) \cos \beta(t); \\ y_{\Pi}(t, g, k, n, m) = y_{0_в}(m) - \\ - (-1)^m \left\{ [R(0) + R_{\Pi}(g, k)] \sin \varphi(t, n, m) - \right. \\ \left. - \left[\frac{b_0}{2} + b_{\Pi}(g, k) \right] \cos \varphi(t, n, m) \right\} \cos \varepsilon(t) \sin \beta(t); \\ z_{\Pi}(t, g, k, n, m) = z_{0_в}(m) [1 + \sin \zeta(k)]; \end{cases}$$

– для точечных отражателей на задней кромке лопасти:

$$\begin{cases} x_3(t, g, k, n, m) = x_{0_в}(m) + vt + \\ + \left\{ [R(0) + R_3(g, k)] \cos \varphi(t, n, m) - \right. \\ \left. - \left[\frac{b_0}{2} + b_3(g, k) \right] \sin \varphi(t, n, m) \right\} \cos \varepsilon(t) \cos \beta(t); \\ y_3(t, g, k, n, m) = y_{0_в}(m) - \\ - (-1)^m \left\{ [R(0) + R_3(g, k)] \sin \varphi(t, n, m) + \right. \\ \left. + \left[\frac{b_0}{2} + b_3(g, k) \right] \cos \varphi(t, n, m) \right\} \cos \varepsilon(t) \sin \beta(t); \\ z_3(t, g, k, n, m) = z_{0_в}(m) [1 + \sin \zeta(k)] - \\ - [b_0 + b_{\Pi}(g, k) + b_3(g, k)] \sin \eta, \end{cases}$$

где $R(0)$ – расстояние от центра симметрии винта до начала отклонения кромки лопасти от горизонтальной прямой; $R_{\Pi(3)}(g, k) = (n_{\Pi(3)}(g, k) - 1) \frac{\lambda}{4}$ – расстояние от начала отклонения кромки лопасти от горизонтальной прямой до g -го отражателя k -го аппроксимационного отрезка на передней (задней) кромке лопасти; $n_{\Pi(3)}(g, k)$ – сквозной номер g -го отражателя k -го отрезка на передней (задней) кромке лопасти; $\varphi(t, n, m)$ – угловое положение n -й лопасти m -го винта относительно оси O_1X_1 в момент времени t ; $b_{\Pi}(g, k) = R_{\Pi}(g, k) \tan \delta_{\Pi}(g, k)$ – отклонение k -го отрезка на передней кромке лопасти от прямой A_1A_2 ,

$$\delta_{\Pi}(g, k) = \begin{cases} \delta_{\Pi} & \text{при } k = 1; \\ \delta_{\Pi} - g\delta_{\Pi} \left(\frac{l_{\Pi 2}}{\lambda/4} \right)^{-1} & \text{при } k = 2 \end{cases} \quad - \text{ угол}$$

отклонения k -го отрезка на передней кромке лопасти относительно прямой A_1A_2 ; $b_3(g, k) = R_3(g, k) \operatorname{tg} \delta_3(g, k)$ – отклонение k -го отрезка на задней кромке лопасти от прямой A_3A_4 ,

$$\delta_3(g, k) = \begin{cases} \delta_3 & \text{при } k = 1; \\ \delta_3 - g\Delta\delta_{31-2} \left(\frac{l_{32}}{\lambda/4} \right)^{-1} & \text{при } k = 2; \\ \delta_3 - \Delta\delta_{31-2} - \\ - g(\delta_3 - \Delta\delta_{31-2}) \left(\frac{l_{33}}{\lambda/4} \right)^{-1} & \text{при } k = 3 \end{cases} \quad -$$

угол отклонения k -го отрезка на задней кромке лопасти относительно прямой A_3A_4 ,

$$\Delta\delta_{31-2} = \arccos \left(\frac{l_{31} + l_{32} \cos \delta_3}{\sqrt{l_{31}^2 + l_{32}^2 + 2l_{31}l_{32} \cos \delta_3}} \right);$$

$\zeta(k) = \Delta\zeta(k-1)$ – угол наклона лопасти относительно оси O_1X_1 .

Угловое положение $\varphi(t, n, m)$ зависит от частоты вращения винта F_B и изменяется по закону [9, 10]:

$$\varphi(t, n, m) = (-1)^m 2\pi F_B [t + (n-1)\Delta t] + \varphi_0(m),$$

где $\varphi_0(m)$ – начальное угловое положение первой лопасти m -го винта в момент $t=0$;

$\Delta t = \frac{1}{F_B N}$ – период следования лопастей.

Расстояние от g -го точечного отражателя для k -го отрезка на передней или задней кромке n -й лопасти каждого m -го винта до фазового центра приемной антенны:

$$r_{\Pi(3)}(t, g, k, n, m) = \left[x_{\Pi(3)}^2(t, g, k, n, m) + y_{\Pi(3)}^2(t, g, k, n, m) + z_{\Pi(3)}^2(t, g, k, n, m) \right]^{1/2}.$$

В зависимости от приближения/удаления лопастей относительно фазового центра приемной антенны во время наблюдения отражен-

ная электромагнитная волна будет приниматься от соответствующих передних и задних кромок лопастей, ориентированных в сторону приемной антенны. Для винта, вращающегося против часовой стрелки (вид сверху), условия приближения/удаления передних/задних кромок лопастей относительно фазового центра приемной антенны будут зависеть от соотношения между угловым положением лопасти $\varphi(t, n, m)$ и значением азимута β :

$$\begin{aligned} \beta \leq \varphi(t, n, m) &\leq \pi + \beta - \text{удаление;} \\ \pi + \beta < \varphi(t, n, m) &< 2\pi + \beta - \text{приближение.} \end{aligned}$$

Для винта, осуществляющего вращение по часовой стрелке, условия следования кромок будут обратными.

Фаза сигнала, отраженного от g -го отражателя для k -го отрезка на передней (задней) кромке n -й лопасти m -го винта:

$$\varphi_{c_П(3)}(t, g, k, n, m) = 2k_B r_{\Pi(3)}(t, g, k, n, m),$$

где $k_B = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число; λ – длина волны.

Мощность сигнала, отраженного от g -го точечного отражателя для k -го отрезка на передней (задней) кромке n -й лопасти m -го винта:

$$P_{c_П(3)}(t, g, k, n, m) = \frac{P_0 G_{Tx} G_{Rx} \lambda^2 \sigma_{\Pi(3)}(g, k)}{(4\pi)^3 \left(r_{\Pi(3)}(t, g, k, n, m) \right)^4},$$

где P_0 – пиковая мощность зондирующего сигнала; G_{Tx} , G_{Rx} – коэффициенты усиления приемной и передающей антенн; $\sigma_{\Pi(3)}(g, k)$ – ЭПР g -го точечного отражателя для k -го отрезка на передней (задней) кромке лопасти.

Характеристики лопасти винта (форма и параметры) соответствуют условиям, гарантирующим аэродинамическую эффективность винта. Анализ сечения и линии кромки (как передней, так и задней) лопасти по мере удаления от ее корня к концу позволяет сделать следующие выводы:

– толщина кромки (передней и задней) в разных сечениях различна, однако закономерно уменьшается к концу лопасти;

– кромка меняет свою форму, отклоняясь от прямой линии, по мере удаления от корня лопасти.

Известно [8], что ЭПР проводящего цилиндра длиной $L_{\text{ц}}$ и радиусом $r_{\text{ц}}$ в сечении при угле падения 90° соответствует выражению

$$\sigma_{\text{ц}} = \frac{2\pi}{\lambda} r_{\text{ц}} L_{\text{ц}}^2.$$

Согласно этому выражению ЭПР фрагмента кромки, аппроксимированного прямой линией, будет уменьшаться по мере уменьшения ее радиуса и длины фрагмента.

На основе результатов экспериментальных исследований (см. рис. 1) можно предложить следующий вариант описания ЭПР отражателя:

$$\sigma_{\text{П}(3)}(g, k) = \sigma_{0\text{П}(3)} \left[K_{\sigma 0} + \frac{N_{\text{П}(3)} - n_{\text{П}(3)}(g, k)}{N_{\text{П}(3)}} K_{\sigma 1} \right]^2,$$

где $\sigma_{0\text{П}(3)}$ – максимальное значение ЭПР одного отражателя на передней (задней) кромке лопасти; $K_{\sigma 0}$ – коэффициент пьедестала ЭПР одного отражателя, который можно полагать в первом приближении одинаковым для передней и задней кромок лопасти винта квадрокоптера; $K_{\sigma 1}$ – коэффициент спада ЭПР одного отражателя по мере удаления отражателя от центра лопасти к ее краю, который в первом приближении одинаков для передней и задней кромок лопасти винта квадрокоптера; $N_{\text{П}(3)}$ – количество точечных отражателей на передней (задней) кромке лопасти; $n_{\text{П}(3)}(g, k)$ – сквозной номер точечного отражателя на передней (задней) кромке лопасти, отсчитываемый от начала лопасти.

Для анализируемого винта квадрокоптера DJI Phantom 3 на основе экспериментальных исследований можно принять $K_{\sigma 0} = 0.3$ и $K_{\sigma 1} = 0.7$. Эти значения будут использованы далее в ходе моделирования для сопоставительного анализа.

Закон изменения амплитуды сигнала, отраженного от g -го отражателя для k -го отрезка на передней (задней) кромке n -й лопасти:

$$E_{\text{с}_\text{П}(3)}(t, g, k, n, m) = \sqrt{2P_{\text{с}_\text{П}(3)}(t, g, k, n, m)}.$$

Полагая, что сигнал, отраженный от квадрокоптера, представляется совокупностью сигналов, отраженных от точечных отражателей, лежащих на поверхностях передних и задних кромок лопастей винтов [11–15], определим временную зависимость комплексной огибающей сигнала, отраженного от винтов квадрокоптера:

$$U(t) = U_{\text{П}}(t) + U_{\text{З}}(t),$$

где

$$U_{\text{П}}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{N_k} \sum_{g=1}^{N_g} E_{\text{с}_\text{П}}(t, g, k, n, m) \times \exp[i(\varphi_{\text{с}_\text{П}}(t, g, k, n, m))];$$

$$U_{\text{З}}(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{N_k} \sum_{g=1}^{N_g} E_{\text{с}_\text{З}}(t, g, k, n, m) \times \exp[i(\varphi_{\text{с}_\text{З}}(t, g, k, n, m))].$$

Сравнение результатов моделирования и экспериментальных измерений. С целью проверки адекватности разработанной модели был проведен эксперимент, схема которого приведена на рис. 5. Эксперимент проводился в

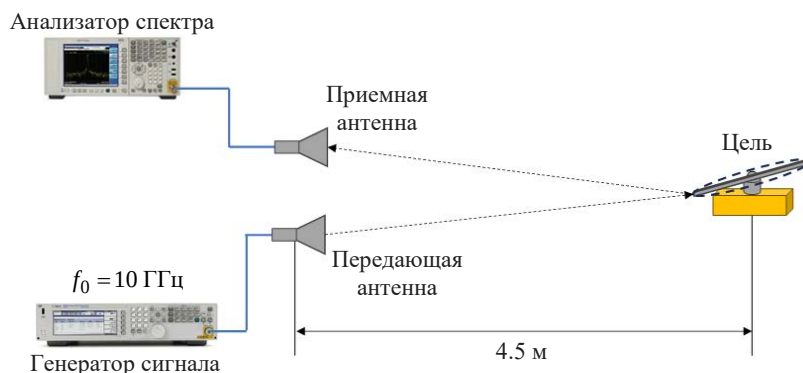


Рис. 5. Схема эксперимента

Fig. 5. Experimental scheme

условиях лаборатории. Объектом исследований являлся вращающийся двухлопастной карбоновый винт квадрокоптера DJI Phantom 3, вынесенный за пределы корпуса квадрокоптера. В качестве приемной и передающей антенн использовались рупорные антенны с вертикальной поляризацией. На приемной стороне фиксировался комплексный спектр, который использовался для восстановления принятого сигнала в комплексном виде.

При моделировании в качестве прототипа объекта (для корректного сравнения результатов) использовалась модель винта квадрокоптера DJI Phantom 3, созданная в соответствии с ранее описанной математической моделью.

Параметры винта: расположение горизонтальное (дополнительно учитывается наклон лопастей в разных проекциях); имеет две лопасти ($N = 2$), частота вращения винта $F_B = 275$ Гц; линейная скорость движения при моделировании $v = 0$ м/с (зависший квадрокоптер). Параметры лопасти: $l_{\Pi 1} = 0.031$ м; $l_{\Pi 2} = 0.087$ м – длины отрезков на передней кромке; $l_{31} = 0.029$ м; $l_{32} = 0.01$ м; $l_{33} = 0.08$ м – длины отрезков на

задней кромке; ширина лопасти на концах $b_0 = 0.015$ м; $\delta_{\Pi} = \frac{\pi}{20}$; $\delta_3 = \frac{29\pi}{180}$ – углы отклонения передней и задней кромок лопасти от прямой линии вдоль лопасти. Максимальные значения ЭПР одного точечного отражателя на передней и задней кромках лопасти полагались одинаковыми и равными $\sigma_{0\Pi(3)} = 1 \cdot 10^{-3}$ м².

Длина волны при моделировании принималась равной $\lambda = 0.03$ м, частота дискретизации $F_d = 40$ кГц. Начальная дальность $r_0 = 4.5$ м, угол $\varepsilon = \frac{\pi}{18}$ и азимут $\beta = \frac{\pi}{18}$ полагались не зависящими от времени (зависший квадрокоптер).

На рис. 6–8 приведены результаты моделирования и экспериментальных измерений сигнала, отраженного от приближающихся кромок лопастей, для четырех, двух и одного периодов следования лопастей соответственно.

Рис. 9–11 иллюстрируют результаты моделирования и экспериментальных измерений сигнала, отраженного от удаляющихся кромок лопастей, для четырех, двух и одного периодов следования лопастей соответственно.

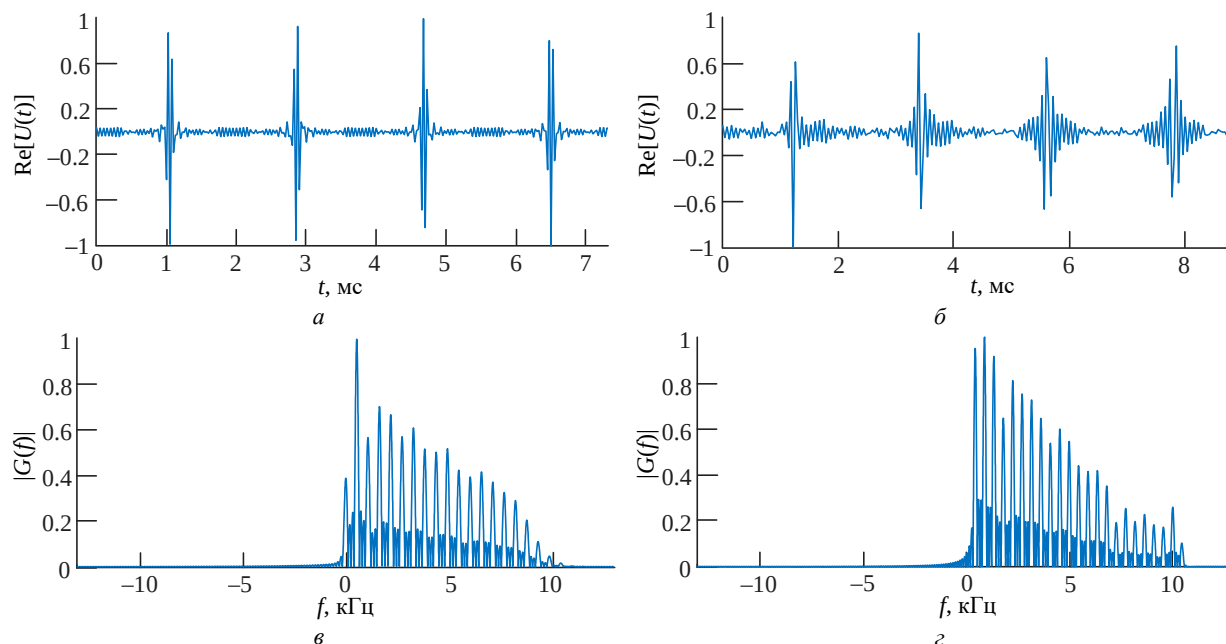


Рис. 6. Сравнение результатов моделирования и экспериментальных измерений (4 периода следования лопастей):
а – действительная составляющая смоделированного сигнала, отраженного от приближающихся кромок лопастей винта квадрокоптера; б – действительная составляющая измеренного сигнала, отраженного от приближающихся кромок лопастей винта квадрокоптера; в – нормированный спектр смоделированного сигнала; г – нормированный спектр измеренного сигнала

Fig. 6. Comparison of the results of mathematical simulation and experimental measurements (4 blade follow-up periods):
а – actual component of the simulated signal reflected from the approaching edges of the blades of the quadcopter propeller;
б – actual component of the measured signal reflected from the approaching edges of the blades of the quadcopter propeller;
в – normalized spectrum of the simulated signal; г – normalized spectrum of the measured signal

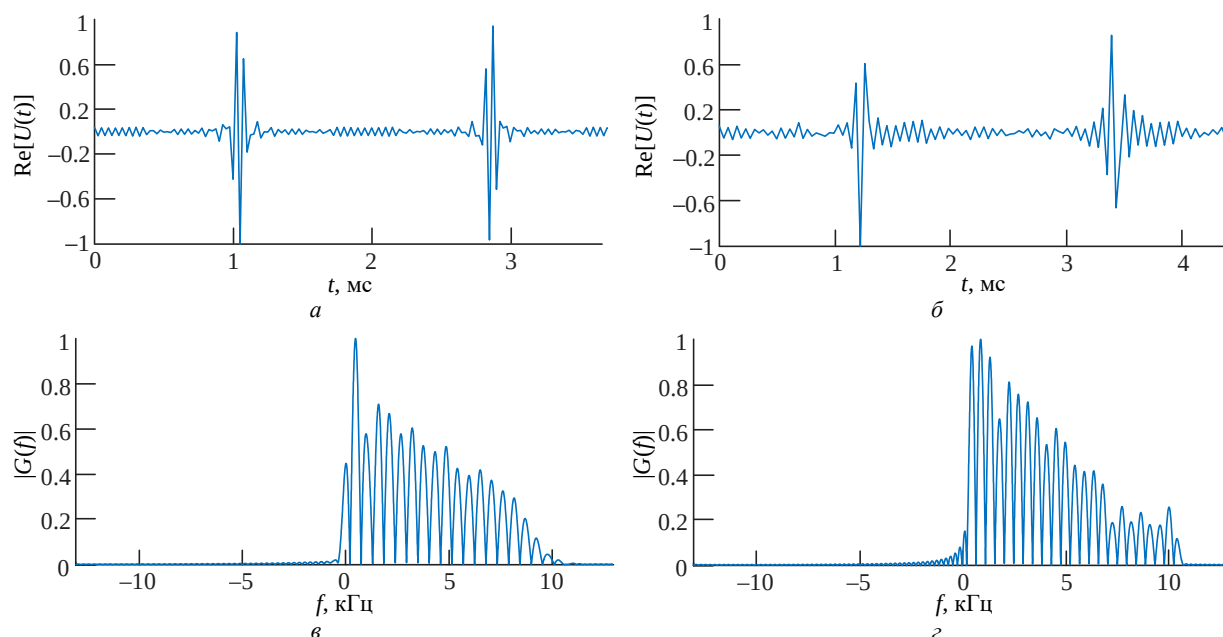


Рис. 7. Сравнение результатов моделирования и экспериментальных измерений (2 периода следования лопастей):
а – действительная составляющая смоделированного сигнала, отраженного от приближающихся кромок лопастей винта квадрокоптера; б – действительная составляющая измеренного сигнала, отраженного от приближающихся кромок лопастей винта квадрокоптера; в – нормированный спектр смоделированного сигнала; г – нормированный спектр измеренного сигнала

Fig. 7. Comparison of the results of mathematical simulation and experimental measurements (2 blade follow-up periods):
а – actual component of the simulated signal reflected from the approaching edges of the blades of the quadcopter propeller; б – actual component of the measured signal reflected from the approaching edges of the blades of the quadcopter propeller; в – normalized spectrum of the simulated signal; г – normalized spectrum of the measured signal

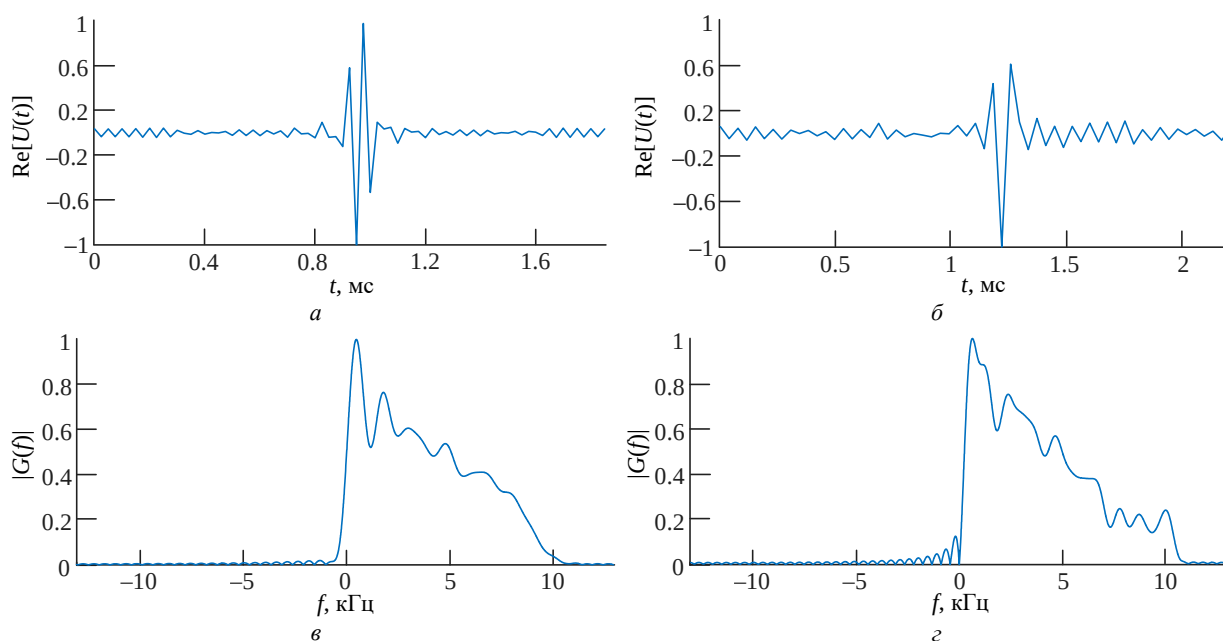


Рис. 8. Сравнение результатов моделирования и экспериментальных измерений (1 период следования лопастей):
а – действительная составляющая смоделированного сигнала, отраженного от приближающихся кромок лопастей винта квадрокоптера; б – действительная составляющая измеренного сигнала, отраженного от приближающихся кромок лопастей винта квадрокоптера; в – нормированный спектр смоделированного сигнала; г – нормированный спектр измеренного сигнала

Fig. 8. Comparison of the results of mathematical simulation and experimental measurements (1 period of blade succession):
а – actual component of the simulated signal reflected from the approaching edges of the blades of the quadcopter propeller; б – actual component of the measured signal reflected from the approaching edges of the blades of the quadcopter propeller; в – normalized spectrum of the simulated signal; г – normalized spectrum of the measured signal

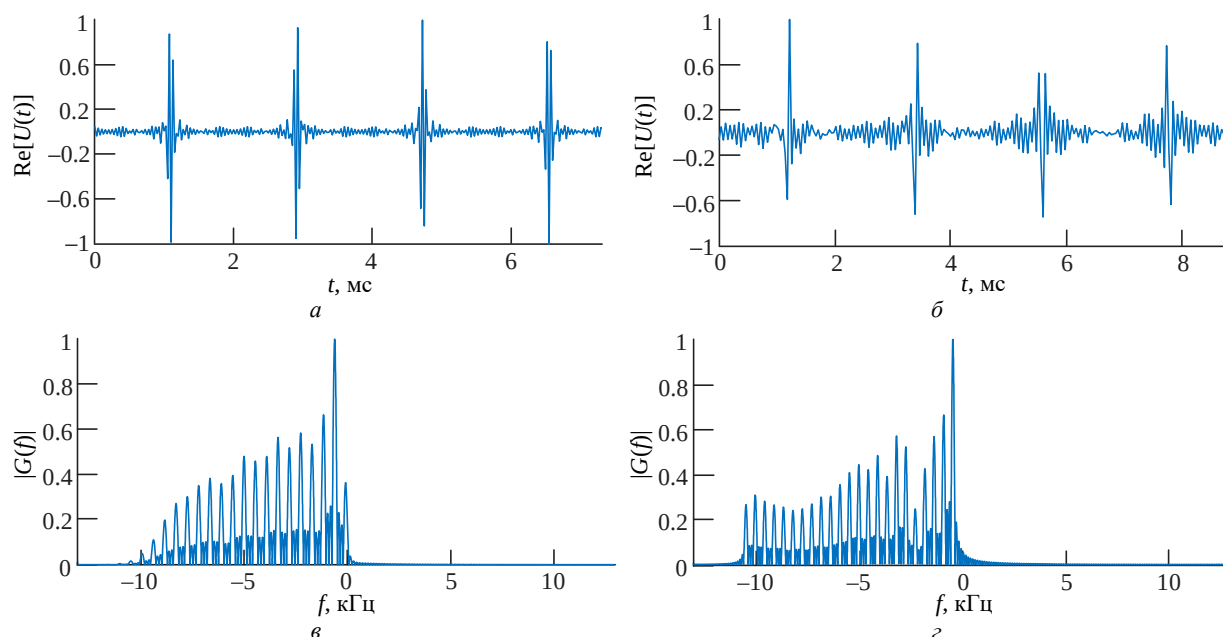


Рис. 9. Сравнение результатов моделирования и экспериментальных измерений (4 периода следования лопастей):
а – действительная составляющая смоделированного сигнала, отраженного от удаляющихся кромок лопастей винта квадрокоптера; б – действительная составляющая измеренного сигнала, отраженного от удаляющихся кромок лопастей винта квадрокоптера; в – нормированный спектр смоделированного сигнала; г – нормированный спектр измеренного сигнала

Fig. 9. Comparison of the results of mathematical simulation and experimental measurements (4 blade follow-up periods):
а – actual component of the simulated signal reflected from the receding edges of the blades of the quadcopter propeller;
б – actual component of the measured signal reflected from the receding edges of the blades of the quadcopter propeller;
в – normalized spectrum of the simulated signal; г – normalized spectrum of the measured signal

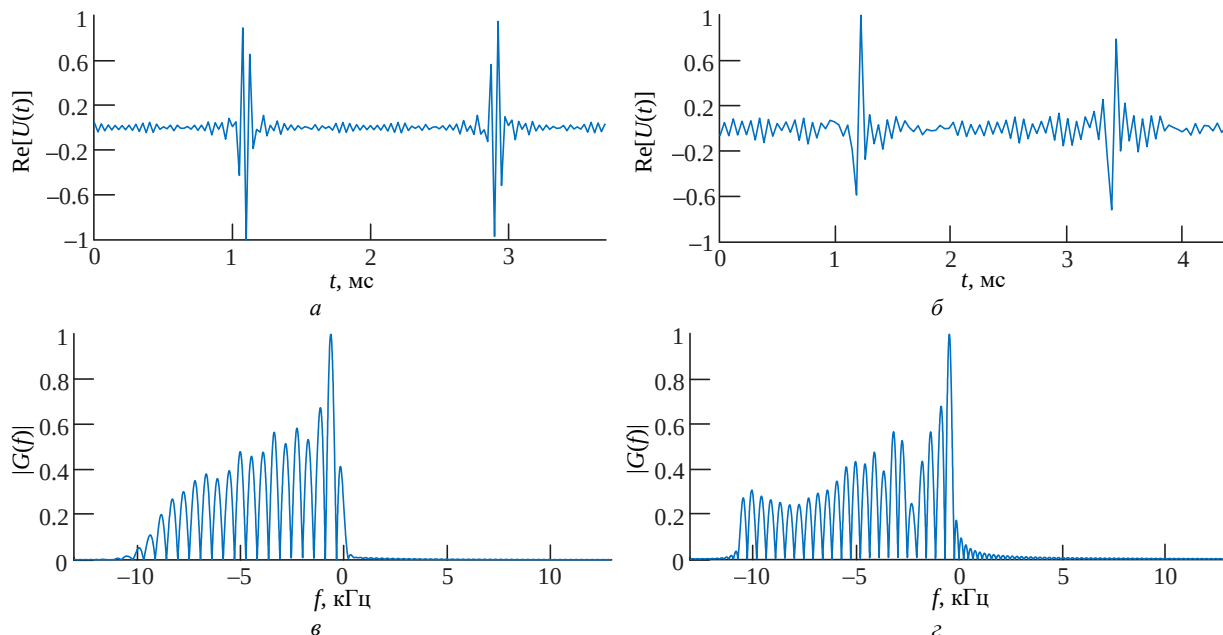


Рис. 10. Сравнение результатов моделирования и экспериментальных измерений (2 периода следования лопастей):
а – действительная составляющая смоделированного сигнала, отраженного от удаляющихся кромок лопастей винта квадрокоптера; б – действительная составляющая измеренного сигнала, отраженного от удаляющихся кромок лопастей винта квадрокоптера; в – нормированный спектр смоделированного сигнала; г – нормированный спектр измеренного сигнала

Fig. 10. Comparison of the results of mathematical simulation and experimental measurements (2 blade follow-up periods):
а – actual component of the simulated signal reflected from the receding edges of the blades of the quadcopter propeller;
б – actual component of the measured signal reflected from the receding edges of the blades of the quadcopter propeller;
в – normalized spectrum of the simulated signal; г – normalized spectrum of the measured signal

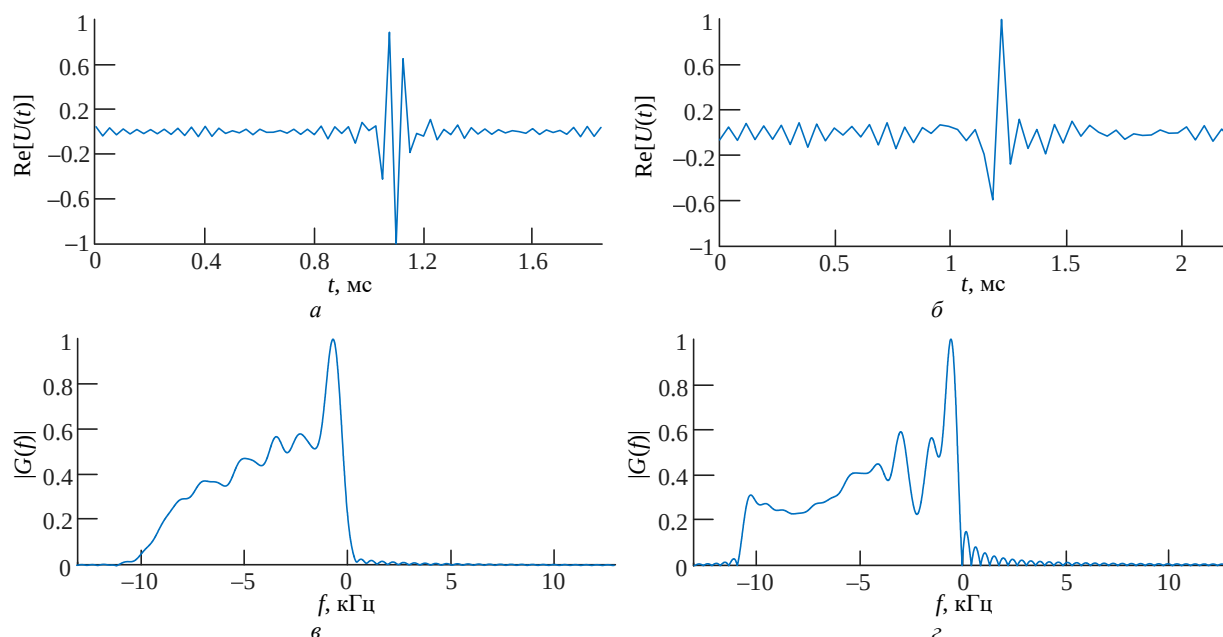


Рис. 11. Сравнение результатов моделирования и экспериментальных измерений (1 период следования лопастей):
а – действительная составляющая смоделированного сигнала, отраженного от удаляющихся кромок лопастей винта квадрокоптера; б – действительная составляющая измеренного сигнала, отраженного от удаляющихся кромок лопастей винта квадрокоптера; в – нормированный спектр смоделированного сигнала; г – нормированный спектр измеренного сигнала

Fig. 11. Comparison of the results of mathematical simulation and experimental measurements (1 period of blade follow-up):
а – actual component of the simulated signal reflected from the receding edges of the blades of the quadcopter propeller;
б – actual component of the measured signal reflected from the receding edges of the blades of the quadcopter propeller;
в – normalized spectrum of the simulated signal; г – normalized spectrum of the measured signal

Заключение. Экспериментальные исследования сигналов, отраженных от лопастей винта квадрокоптера, показали несоответствие простой модели отраженного сигнала реальности и необходимость ее совершенствования.

В основу новой модели были положены следующие особенности отражательных свойств лопасти винта квадрокоптера, выявленные в ходе экспериментальных исследований:

- структура реального сигнала, отраженного от кромки лопасти, существенно отличается от структуры сигнала, смоделированного с помощью простой модели. Отличия заключаются в том, что реальный отраженный сигнал содержит несколько сигналов, соответствующих нескольким областям локального отражения на кромке со своими фазовыми центрами. Анализ этого явления показывает, что кромку лопасти необходимо представлять не одним прямым отрезком, а набором отрезков, ориентация которых должна быть близка к линии кромки;
- амплитудно-частотные спектры сигналов, отраженных от передней и задней кромок ло-

пасти, очень схожи как по форме, так и по уровню. Это означает, что для винта квадрокоптера отражательные свойства передней и задней кромок примерно одинаковы;

– удельная ЭПР как на передней, так и на задней кромках падает от центра винта к концу лопасти. Это объясняется уменьшением радиусов передней и задней кромок лопасти к концу лопасти, а также отклонением кромки от прямой линии. Полученные закономерности изменения удельной ЭПР по кромке использованы в модели.

Результаты моделирования сигнала, отраженного от 2-лопастного винта квадрокоптера, с помощью новой модели, учитывающей перечисленные особенности, показали, что временные структуры и спектры смоделированного и полученного в ходе эксперимента сигналов близки.

Разработанная модель сигнала, отраженного от винта квадрокоптера, может быть использована в приложениях, связанных с различением и распознаванием квадрокоптеров.

Список литературы

1. Плотницкая Е. С., Гейстер С. Р., Веремьев В. И. Математическая модель сигнала, отраженного от винтов квадрокоптера, в приложении к обращенному синтезу апертуры антенны в бистатической РЛС // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 41–53.
doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-41-53
2. Chen V. C., Martorella M. Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging: Principles, Algorithms and Applications. Raleigh, USA: SciTech Publishing, 2014. 303 p.
doi: 10.1049/SBRA504E
3. Ozdemir C. Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with MATLAB Algorithms. 2nd ed. Hoboken, USA: John Wiley and Sons, 2021. 672 p.
4. Research on Bi-ISAR Sparse Aperture High Resolution Imaging Algorithm under Low SNR / H. Zhu, W. Hu, B. Guo, L. Jiao, X. Zhu, C. Zhu // Electronics. 2022. Vol. 11, iss. 18. Art. № 2856.
doi: 10.3390/electronics11182856
5. Rong J. J., Wang Y., Han T. Iterative Optimization-based ISAR Imaging with Sparse Aperture and Its Application in Interferometric ISAR Imaging // IEEE Sens. J. 2019. Vol. 19, iss. 19. P. 8681–8693.
doi: 10.1109/JSEN.2019.2923447
6. 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/LENS.2024.3416381
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. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации. 2-е изд. М.: Радио и связь, 1983. 536 с.
9. Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Математические модели радиолокационного сигнала, отраженного от несущего винта вертолета, в приложении к обращенному синтезу апертуры // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 74–87.
doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-74-87
10. Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Алгоритмы построения радиолокационного изображения винтов в горизонтальной и вертикальной плоскостях летательного аппарата в радиолокационном датчике с обращенным синтезом апертуры антенны // Докл. БГУИР. 2018. № 5 (115). С. 92–98.
11. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч. 1. Основы радиолокации. М.: Военное изд-во, 1983. 456 с.
12. Бартон Д. Радиолокационные системы / пер. с англ. П. Горохова, О. Казакова, А. Тупицына. М.: Воениздат, 1967. 480 с.
13. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория / Я. Д. Ширман, Ю. И. Лосев, Н. Н. Минервин, С. В. Москвитин, С. А. Горшков, Д. И. Леховицкий, Л. С. Левченко; под ред. проф. Я. Д. Ширмана. М.: МАКВИС, 1998. 828 с.
14. Бакулев П. А. Радиолокация движущихся целей. М.: Сов. радио, 1964. 336 с.
15. Radar handbook: ed by M. I. Skolnik. In 4 vol. Vol. 1. New York: McGraw-Hill, 1970. 1536 p.

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 9 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: kattya.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. Plotnitskaya E. S., Heister S. R., Veremyev V. I. Mathematical Model for a Radar Signal Reflected from Drone Propellers as Applied to the Method of Inverse Synthetic Aperture Radar in Bistatic Radar. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 6, pp. 41–53.
doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-41-53
2. Chen V. C., Martorella M. Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging: Principles, Algorithms, and Applications. Raleigh, USA, SciTech Publishing, 2014, 303 p.
doi: 10.1049/SBRA504E
3. Ozdemir C. Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with MATLAB Algorithms. 2nd ed. Hoboken, USA, John Wiley and Sons, 2021, 672 p.
4. Zhu H., Hu W., Guo B., Jiao L., Zhu X., Zhu C. Research on Bi-ISAR Sparse Aperture High Resolution Imaging Algorithm under Low SNR. Electronics. 2022, vol. 11, iss. 18, art. no. 2856.
doi: 10.3390/electronics11182856
5. Rong J. J., Wang Y., Han T. Iterative Optimization-based ISAR Imaging with Sparse Aperture and Its Application in Interferometric ISAR Imaging. IEEE Sens. J. 2019, vol. 19, iss. 19, pp. 8681–8693.
doi: 10.1109/JSEN.2019.2923447
6. 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/LESENS.2024.3416381
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. Finkelstein M. I. *Osnovy radiolokatsii* [Radar Basics]. 2nd ed. Moscow, Radio i svyaz, 1983, 536 p. (In Russ.)
9. Heister S. R., Thai T. Nguyen. Mathematical Models of the Radar Signal Reflected from a Helicopter Main Rotor in Application to Inverse Synthesis of Antenna Aperture. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 74–87.
doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-74-87
10. Heister, S. R., Nguyen T. T. The Radar Image Formation Algorithms for Screws of an Aerial Vehicle in Horizontal and Vertical Planes in the Radar Sensor with Inverse Synthesis of Antenna Aperture. *Doklady BGUIR*. 2018, vol. 115, no. 5, pp. 92–98. (In Russ.)
11. Okhrimenko A. Ye. *Osnovy radiolokatsii i radioelektronnaya bor'ba. Chast' 1. Osnovy radiolokatsii* [Fundamentals of Radar and Electronic Warfare. Pt 1. Fundamentals of Radar]. Moscow, Voennoye izdatel'stvo, 1983, 456 p. (In Russ.)
12. Barton D. K. Radar System Analysis. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1964.
13. Shirman Ya. D., Losev Yu. I., Minervin N. N., Moskvitin S. V., Gorshkov S. A., Lekhovitskii D. I., Levchenko L. S. *Radioelektronnnyye sistemy: Osnovy postroyeniya i teoriya* [Radio Electronic Systems. Basics of Construction and Theory] ed. by Ya. D. Shirman. Moscow, MAKVIS, 1998, 828 p. (In Russ.)
14. Bakulev P. A. *Radiolokatsiya dvizhushchikhsya tseley* [Radar Detection of Moving Targets]. Moscow, Sovetskoye radio, 1964, 336 p. (In Russ.)
15. Radar handbook: ed by M. I. Skolnik. In 4 vol. Vol. 1. New York, McGraw-Hill, 1970, 1536 p.

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>

Гидротермальный синтез и сенсорные свойства гидроксостанната цинка

А. И. Максимов¹, С. С. Налимова^{1✉}, Е. А. Левкевич¹, З. В. Шомахов²,
С. А. Кириллова¹, В. А. Мошников¹, А. В. Соломонов¹

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

²Кабардино-Балкарский государственный университет
им. Х. М. Бербекова, Нальчик, Россия

✉ sskarpova@list.ru

Аннотация

Введение. В настоящее время актуальной задачей в области газовой сенсорики является улучшение характеристик (сенсорный отклик и быстродействие), а также снижение рабочих температур. Для этих целей исследуются многокомпонентные оксидные системы. Одними из наиболее перспективных материалов являются различные модификации системы Zn–Sn–O.

Цель работы. Разработка методик гидротермального синтеза наночастиц гидроксостанната цинка, отличающихся используемыми прекурсорами. На основе синтезированных наночастиц сформированы и протестированы активные слои газовых сенсоров.

Материалы и методы. Наночастицы гидроксостанната цинка получены гидротермальным синтезом в течение 6 часов при 90 °С. Были выбраны две методики с использованием различных прекурсоров. Полученные образцы проанализированы с помощью растровой электронной микроскопии, рентгеновского фазового анализа, рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии. По результатам спектрофотометрии определена ширина запрещенной зоны образцов. Газочувствительные свойства исследованы при различных условиях (целевой газ, температура, дополнительное воздействие УФ-излучения).

Результаты. Комплексное исследование синтезированных структур показало, что в зависимости от используемой методики получения характер их взаимодействия с целевыми газами является принципиально разным. Так, образцы ZnSn(OH)6_1 проявляют отклик при комнатной температуре и обладают высоким быстродействием. Это связано с тем, что на их поверхности преобладают ионы цинка. Для образцов ZnSn(OH)6_2, на поверхности которых преобладают ионы олова, окруженные ОН-группами, отклик при комнатной температуре возможен только с дополнительной активацией УФ-излучением. При этом время отклика и время восстановления составляют порядка сотен секунд.

Заключение. В статье продемонстрированы возможности использования наночастиц гидроксостанната цинка, полученных гидротермальным методом, для газовых сенсоров, работающих при комнатной температуре. При этом решающим фактором является выбор методики синтеза.

Ключевые слова: гидроксостаннат цинка, наночастицы, газовые сенсоры, гидротермальный синтез, рентгеновская фотоэлектронная спектроскопия

Для цитирования: Гидротермальный синтез и сенсорные свойства гидроксостанната цинка / А. И. Максимов, С. С. Налимова, Е. А. Левкевич, З. В. Шомахов, С. А. Кириллова, В. А. Мошников, А. В. Соломонов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 4. С. 86–98.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-86-98

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 05.03.2025; принята к публикации после рецензирования 19.06.2025; опубликована онлайн 29.09.2025

Hydrothermal Synthesis and Gas Sensing Properties of Zinc Hydroxostannate

Alexander I. Maximov¹, Svetlana S. Nalimova^{1✉},
Ekaterina A. Levkevich¹, Zamir V. Shomakhov³, Svetlana A. Kirillova¹,
Vyacheslav A. Moshnikov¹, Alexander V. Solomonov¹

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²Kabardino-Balkarian State University n. a. H. M. Berbekov, Nalchik, Russia

✉ sskarpova@list.ru

Abstract

Introduction. Currently in gas sensing there is an urgent need to improve performance, including sensor response and speed, as well as to reduce operating temperatures. To achieve these goals, multicomponent oxide systems are being studied. Various modifications of Zn–Sn–O system are among the most promising materials.

Aim. To develop techniques for the hydrothermal preparation of zinc hydroxostannate nanoparticles using different precursors. Active layers for gas sensors were created and tested using these synthesized nanoparticles.

Materials and methods. Zinc hydroxostannate nanoparticles were synthesized using hydrothermal methods for 6 hours at a temperature of 90 °C. Two techniques using different precursors were used to obtain the samples. The samples were then analyzed using scanning electron microscopy, X-ray diffraction, and X-ray photoelectron spectroscopy. Based on the optical spectroscopy results, the band gap of zinc hydroxostannate was determined. Gas sensing properties of the nanoparticles were investigated under different conditions, including target gases, temperatures, and exposure to UV radiation.

Results. A comprehensive study of the synthesized structures has shown that the nature of their interaction with target gases is different depending on the synthesis technique. Specifically, ZnSn(OH)6_1 samples demonstrate a response at room temperature and are highly rapid. This is attributed to the predominance of zinc ions on their surface. In contrast, ZnSn(OH)6_2 samples, with a surface rich in tin ions surrounded by OH groups, require additional activation by UV radiation to achieve a response at room temperature. At the same time, the response and recovery times are in the order of hundreds of seconds.

Conclusion. The paper explores the potential of using zinc hydroxostannate nanoparticles created through the hydrothermal process for room temperature gas sensors. The key factor in this study is the selection of the synthesis technique.

Keywords: zinc hydroxostannate, nanoparticles, gas sensors, hydrothermal synthesis, X-ray photoelectron spectroscopy

For citation: Maximov A. I., Nalimova S. S., Levkevich E. A., Shomakhov Z. V., Kirillova S. A., Moshnikov V. A., Solomonov A. V. Hydrothermal Synthesis and Gas Sensing Properties of Zinc Hydroxostannate. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 4, pp. 86–98.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-86-98

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

Submitted 05.03.2025; accepted 19.06.2025; published online 29.09.2025

Введение. В 1962 г. инженером Н. Тагучи впервые были обнаружены газочувствительные свойства оксидов металлов, что положило начало созданию масштабного производства быстро реагирующих, точных и дешевых датчиков газа [1]. С тех пор полупроводниковые газовые сенсоры получили широкое распространение по всему миру. Запросы общества с течением времени растут. Сейчас на первый план выходит безопасность используемых материалов для человека и окружающей среды, благодаря чему газовые сенсоры на основе оксидов металлов привлекают особое внимание.

Повышаются требования к безопасности и точности. Также возрастает необходимость в миниатюризации устройств и снижении их энергопотребления, в чем полупроводниковые сенсоры обладают самым большим потенциалом среди прочих детекторов газа. Все больше растет интерес к использованию датчиков газа для экспресс-диагностики различных заболеваний, из-за чего увеличивается спрос на устройства с более низким порогом чувствительности. Для удовлетворения этих потребностей продолжается совершенствование технологий, а также поиск новых более эффективных материалов

активных слоев. Ценно то, что при улучшении характеристик датчика их производство остается недорогим.

Бинарные оксидные соединения – самый распространенный материал для активного слоя полупроводникового газового датчика [2–6]. Однако на данный момент они не могут полностью удовлетворить современные запросы. В ходе поиска новых материалов возобновился интерес к тройным оксидным соединениям [7–10]. Станнат цинка (ZTO) – одно из наиболее востребованных тройных химических соединений *n*-типа электропроводности, привлекающее внимание ученых благодаря своим уникальным свойствам [11]. Он может иметь одну из двух модификаций: ZnSnO_3 (станнат цинка) или Zn_2SnO_4 (ортостаннат цинка) [12].

Станнат цинка также может существовать в форме кристаллогидрата $\text{ZnSnO}_3 \cdot 3\text{H}_2\text{O}$ или $\text{ZnSn}(\text{OH})_6$ (рис. 1) [13, 14]. Обладая высокой электронной проводимостью и подвижностью электронов, гидроксостаннат цинка нашел широкое применение в газовых датчиках, фотоэлектрохимических ячейках, литиевых батареях [15].

Для получения станната цинка наиболее часто используют следующие методы синтеза: термическое испарение и осаждение, золь-гель-метод, гидротермальный/сольвотермальный метод, метод ионного обмена, соосаждение [16]. Многие из этих методов сложны в организации

процесса и требуют больших финансовых затрат. Благодаря простоте и эффективности получения высококристаллических структур ZTO гидротермальный/сольвотермальный метод синтеза представляет наибольший интерес [17].

Цель исследования – разработка активных слоев газовых сенсоров на основе наночастиц гидроксостанната цинка, синтезированных гидротермальным методом, а также изучение влияния рабочей температуры и дополнительного воздействия ультрафиолетового излучения на отклик полученных слоев к парам изопропилового спирта.

Материалы и методы. Порошки гидроксостанната цинка двух типов были получены гидротермальным методом с использованием различных прекурсоров.

В первой методике в качестве прекурсоров использовали водные растворы хлорида цинка (ZnCl_2) (0.15 моль/л), хлорида олова (IV) ($\text{SnCl}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O}$) (0.15 моль/л), гидроксида натрия (NaOH) (1 моль/л). В водный раствор хлорида олова при постоянном перемешивании были последовательно добавлены водные растворы гидроксида натрия и хлорида цинка. Раствор был выдержан в термостате при температуре 90 °С в течение 6 часов. После синтеза порошок промывался в дистиллированной воде и высушивался при температуре 80 °С. Полученный порошок был обозначен как $\text{ZnSn}(\text{OH})_6$ _1.

Формирование структур гидроксостанната

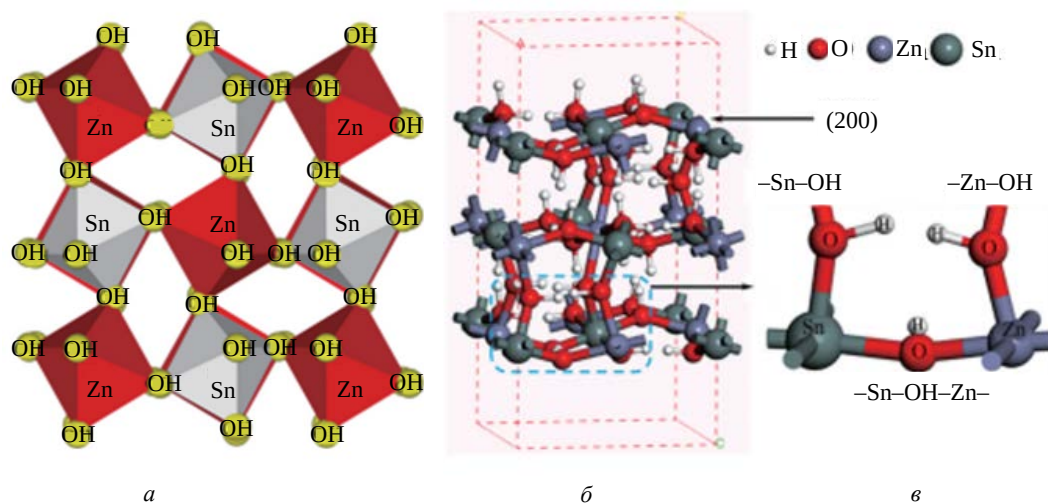


Рис. 1. Кристаллическая структура $\text{ZnSn}(\text{OH})_6$: а – координационные октаэдры в структуре; б – элементарная ячейка; в – выделенный фрагмент элементарной ячейки

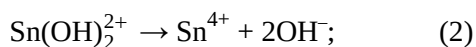
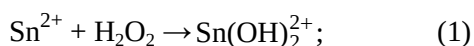
Fig. 1. Crystal structure of $\text{ZnSn}(\text{OH})_6$: а – coordination octahedra in $\text{ZnSn}(\text{OH})_6$ structure; б – unit cell; в – selected fragment of an unit cell

цинка по данной методике схематично описывается следующим уравнением:



Во второй методике в качестве прекурсоров использовали ацетат цинка ($\text{Zn}(\text{CH}_3\text{COO})_2 \cdot 2\text{H}_2\text{O}$) (0.05 моль/л), хлорид олова (II) ($\text{SnCl}_2 \cdot 2\text{H}_2\text{O}$) (0.15 моль/л), гидроксид натрия (NaOH) (0.9 моль/л), а также поливинилпирролидон (PVP) (1.2 г) и пероксид водорода (H_2O_2) 30 % (5 мл). Каждый из прекурсоров был растворен в 10 мл воды, после чего все растворы были объединены в одной емкости. После перемешивания раствор был выдержан в термостате при температуре 90 °С в течение 6 часов. С помощью центрифугирования отделяли белый осадок. Далее полученный порошок промывали в дистиллированной воде и высушивали при температуре 80 °С. Полученный порошок был обозначен как $\text{ZnSn}(\text{OH})_6_2$.

Реакции формирования гидроксоцианата цинка и гидроксида олова можно записать в виде следующих уравнений:



Процесс (2) эндотермический и характеризуется низкой константой равновесия при комнатных температурах [18], поэтому существенное значение приобретает только при гидротермальном синтезе.

Было проведено исследование морфологии синтезированных образцов с помощью растровой электронной микроскопии. Фазовый состав образцов полученных систем контролировали методом рентгенофазового анализа (CoK_α -излучение, $\lambda = 1.78897 \text{ \AA}$). Диагностику химического состава поверхности методом рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии (РФЭС) проводили на спектрометре K-Alpha (Thermo Scientific, США) с использованием монохроматического источника рентгеновского излучения AlK_α (1486.6 эВ). Спектры поглощения коллоидных растворов частиц были получены в диапазоне длин волн от 200 до 1000 нм с помощью спектрофотометра ПЭ5400 (ООО "Экросхим", Россия).

Для исследований с помощью растровой электронной микроскопии были сформированы слои на кремниевых подложках, а для исследования газочувствительных свойств – на керамических подложках с электродами. Слои наносились методом центрифугирования из растворов, полученных при диспергировании порошков ($\text{ZnSn}(\text{OH})_6_1$, $\text{ZnSn}(\text{OH})_6_2$) в дистиллированной воде.

Газочувствительные свойства полученных материалов исследовались при помощи специального стенда. Измерительная ячейка состоит из алюминиевого герметичного корпуса, нагревательной пластины, светодиода, прижимных контактов, а также терморезистора, позволяющего контролировать температуру нагрева. Максимальная для поддержания температура нагревательной пластины – 300 °С. Ультрафиолетовый ($\lambda_{\text{max}} = 365 \text{ нм}$) светодиод способствует сенсibilизации металлооксидных слоев за счет генерации носителей заряда. Тестовая газовая смесь подавалась через трубку непосредственно к образцу. В качестве тестовой газовой смеси были использованы пары барботируемой жидкости (ацетон, изопропиловый спирт, вода) и осушенного воздуха. Концентрация паров поддерживалась равной 1000 ppm. Ток через прижимные контакты измерялся с помощью пикоамперметра Keithley 6485. Управление параметрами измерения, а также считывание и запись данных осуществлялись через персональный компьютер в среде LabVIEW. Концентрация газовой смеси варьировалась при помощи ротаметров, один из которых контролировал скорость потока воздуха (РМС-А-0.035 ГУЗ (ООО "Прибор-М", Россия)), а другой – скорость потока смеси воздуха и паров исследуемой жидкости (VA-1043 (DWYER, США)).

Итоговая концентрация молекул газа в выходной смеси определяется формулой

$$C = \frac{p_{\text{gas}} F_{\text{gas}}}{p_{\text{atm}} (F_{\text{gas}} + F_{\text{air}})},$$

где p_{gas} , F_{gas} – давление насыщенных паров барботируемой жидкости, скорость потока воздуха через барботер; $p_{\text{atm}} = 760 \text{ мм рт. ст.}$ –

атмосферное давление; F_{air} – скорость потока воздуха-разбавителя.

Давление насыщенных паров рассчитывается из уравнения Антуана:

$$p_{\text{gas}} = 10^{A - \frac{B}{C + T}},$$

где A , B , C – табличные параметры аппроксимации [19]; T – температура раствора, К.

Чувствительность [%] определяется по следующей формуле:

$$S = \frac{R_{\text{air}} - R_{\text{gas}}}{R_{\text{air}}} 100,$$

где R_{air} – сопротивление в атмосфере воздуха; R_{gas} – сопротивление в присутствии газ-реагента.

Результаты. На рис. 2 представлены типичные результаты растровой электронной микроскопии для порошков $\text{ZnSn}(\text{OH})_6$, полученных гидротермальным методом. Частицы имеют форму кубов, а их размеры составляют от 30 до 250 нм.

Результаты рентгеновского фазового анализа представлены на рис. 3. Согласно литературным данным, фазовый состав всех исследуемых структур соответствует кристаллогидрату станната цинка [20], структура которого приведена на рис. 1. На представленных дифрактограммах видно, что полученные двумя приведенными методами материалы обладают высокой кристаллическостью, при этом других кристаллических фаз в них не наблюдается. Следует отметить, что методика формирования порошка $\text{ZnSn}(\text{OH})_6_1$ приводит к меньшим размерам кристаллов в порошках, что подтвер-

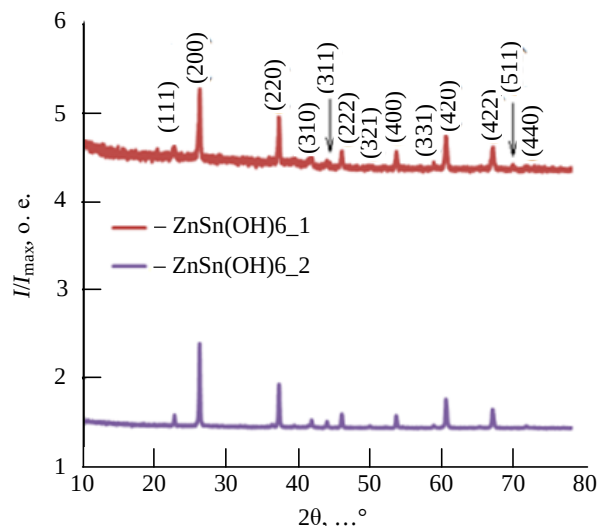
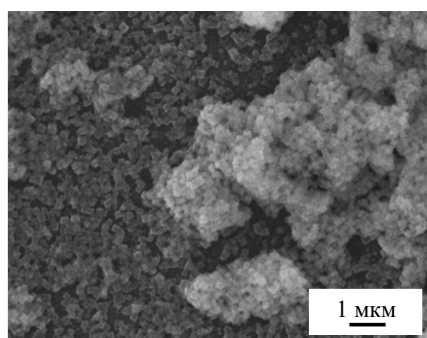


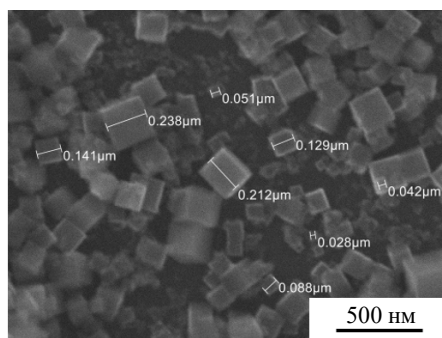
Рис. 3. Дифрактограммы порошков гидроксостанната цинка
Fig. 3. X-ray diffraction patterns of zinc hydroxostannate powders

ждается меньшей интенсивностью рентгеновских рефлексов в этом материале.

Состав и химическое состояние поверхности синтезированных образцов гидроксостанната цинка были проанализированы методом РФЭС. Рис. 4 показывает, что на поверхности образцов двух типов присутствует цинк, олово, кислород и углерод. Наличие углерода связано с адсорбцией CO_2 из окружающей атмосферы. Пики олова $\text{Sn}3d$ наблюдаются при энергиях связи 486.8 и 495.1 эВ (рис. 5, а) и соответствуют состоянию Sn^{4+} [21]. Близкие энергии связи имеют оже-пики ZnLMM (475.2 и 498.3 эВ), поэтому они также присутствуют на рис. 5, а. На спектре уровня $\text{Zn}2p$ образца $\text{ZnSn}(\text{OH})_6_1$ наблюдаются максимумы с энергиями связи 1044.3 эВ ($\text{Zn}2p_{3/2}$) и 1021.3 эВ ($\text{Zn}2p_{5/2}$). Соответствующие пики для образца $\text{ZnSn}(\text{OH})_6_2$ сдвинуты на 0.1 эВ ($\text{Zn}2p_{5/2}$) и 0.2 эВ ($\text{Zn}2p_{3/2}$) в сторону больших энергий свя-



а



б

Рис. 2. Растровая электронная микроскопия порошков $\text{ZnSn}(\text{OH})_6$: а – увеличение в 5000 раз; б – увеличение в 25 000 раз
Fig. 2. Scanning electron microscopy of $\text{ZnSn}(\text{OH})_6$ powders: а – 5000x magnification; б – 25 000x magnification

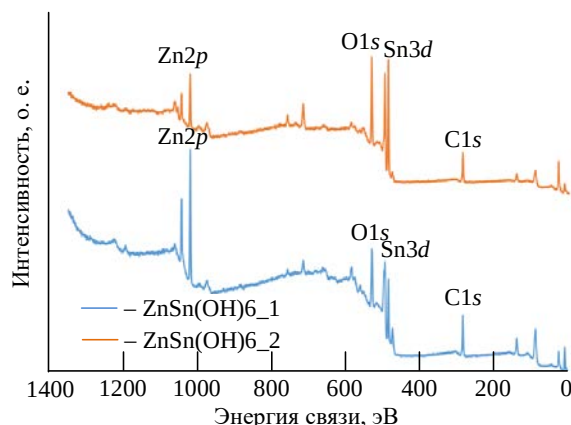


Рис. 4. Фотоэлектронные спектры порошков гидроксостанната цинка

Fig. 4. X-ray photoelectron spectra of zinc hydroxostannate powders

зи относительно ZnSn(OH)_6_1 (рис. 5, б). На поверхности ZnSn(OH)_6_1 можно обнаружить кислород, принадлежащий ОН-группам или кислородным вакансиям с энергией связи 531.4 эВ (O_{vac} на рис. 5, в), а также незначительную долю O^{2-} , образующего связи кристаллической решетки, с энергией связи 530.4 эВ (O_{lat} на рис. 5, в) [22]. В спектре уровня O1s образца ZnSn(OH)_6_2 наблюдается один пик с энергией связи 531.1 эВ, соответствующий кислороду поверхностных гидроксильных групп или кислородных вакансий (O_{vac} на рис. 5, в).

Анализ рентгеновских фотоэлектронных спектров (рис. 4 и 5) позволяет говорить о том, что формируемые по представленным разным технологиям материалы имеют существенно различные поверхностные свойства:

- 1) поверхностная концентрация атомов цинка существенно выше в образце ZnSn(OH)_6_1 ;
- 2) при этом в образце ZnSn(OH)_6_2 поверхность кристаллитов обогащена оловом (рис. 5, а);
- 3) олово имеет два пика (рис. 5, а) и находится в стандартном состоянии Sn^{4+} , при этом ионы олова окружены октаэдром из ОН-групп;
- 4) пики уровня $\text{Zn}2p$ соответствуют состоянию Zn^{2+} , при этом наблюдается сдвиг максимумов в сторону больших энергий связи для образца ZnSn(OH)_6_2 по сравнению с ZnSn(OH)_6_1 ;
- 5) рис. 5, в подтверждает выводы о том, что олово появляется на поверхности вместе с октаэдрическим окружением из ОН-групп;

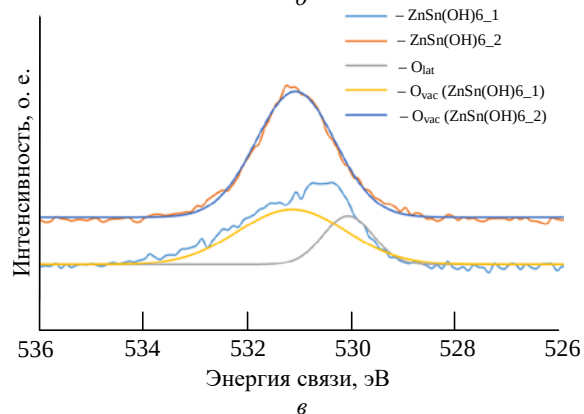
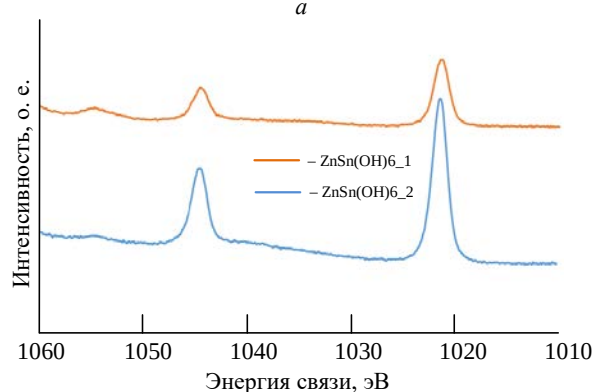
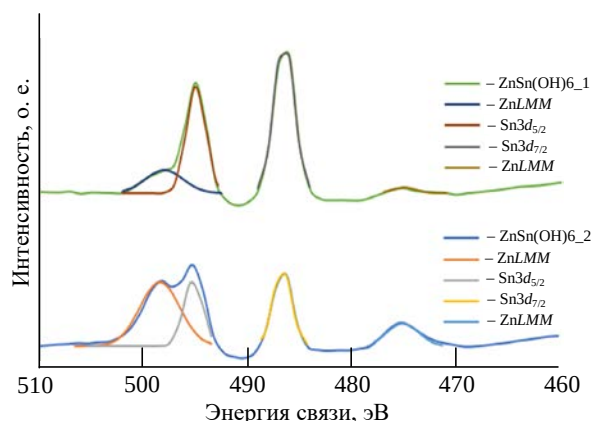


Рис. 5. Спектры основных уровней порошков гидроксостанната цинка: а – Sn3d; б – Zn2p; в – O1s

Fig. 5. Spectra of core levels of zinc hydroxostannate powders: а – Sn3d; б – Zn2p; в – O1s

6) в отличие от этого ионы цинка, присутствующие на поверхности, октаэдрическое окружение из ОН-групп не сохраняют, часть ОН-групп октаэдра взаимодействуют между собой вблизи поверхности и образуют связь через кислородный мостик Zn-O-Zn , при этом кислород "становится" решеточным (рис. 5, в).

Сравнение рентгеновских фотоэлектронных спектров (рис. 4) позволяет сделать предположение, объясняющее полученные результаты, что наличие стадии окислительно-восста-

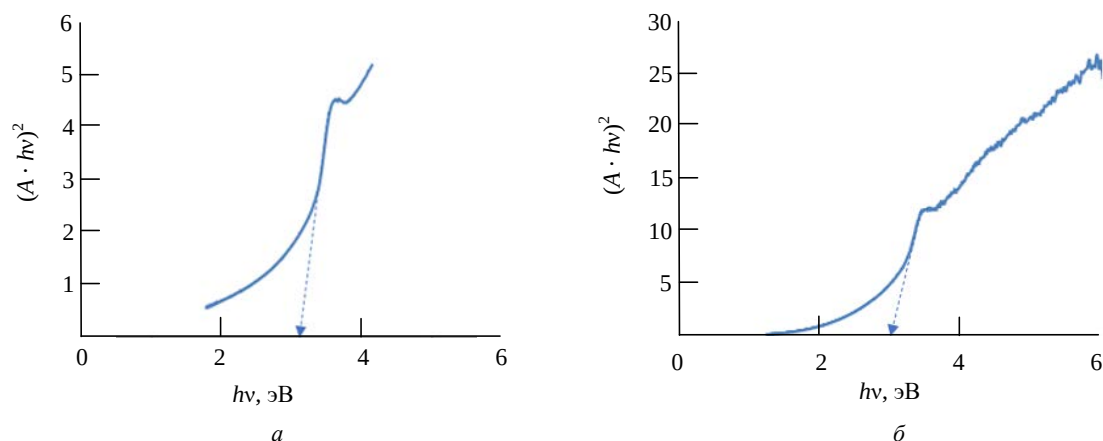


Рис. 6. Оптический спектр в координатах Тауца: а – ZnSn(OH)_6_1 ; б – ZnSn(OH)_6_2

Fig. 6. Tauc plots: а – ZnSn(OH)_6_1 ; б – ZnSn(OH)_6_2

новительной реакции (1) между хлоридом олова и перекисью водорода изменяет механизм роста кристаллов гидроксоанната цинка, так как концентрация ионов Sn^{4+} значительно ниже необходимой для стехиометрического соотношения ионов олова и цинка в растворе. Это приводит к замедлению роста кристаллитов и уменьшению количества дефектов в растущих кристаллах, а на поздних стадиях роста – к обогащению поверхности оловом.

С помощью оптической спектроскопии были изучены свойства коллоидных растворов материалов, полученных с использованием разных технологических методик. Были построены спектры оптической плотности для материалов, полученных по первой и второй методикам, и рассчитана ширина запрещенной зоны [23, 24]: для ZnSn(OH)_6_1 $E_g = 3.1$ эВ, для ZnSn(OH)_6_2 $E_g = 2.93$ эВ. На рис. 6 представлены спектры поглощения в координатах Тауца для материалов гидроксоанната цинка, где A – оптическая плотность; $h\nu$ – энергия фотона.

Различия в количественных характеристиках спектров связаны с особенностями технологий, которые позволяют получать только небольшие объемы материалов. Кроме того, небольшую погрешность в получаемые результаты вносят процессы осаждения частиц при измерении спектров, поэтому можно считать, что спектры характеризуют наиболее мелкие фракции порошков.

На рис. 7 представлены типичные отклики ZnSn(OH)_6_1 к различным газам. На всех рисунках время подачи газа отмечено знаком $\leftrightarrow$.

Данные образцы не подвергались отжигу и представляют собой высококристаллические структуры гидроксоанната цинка. Исследо-

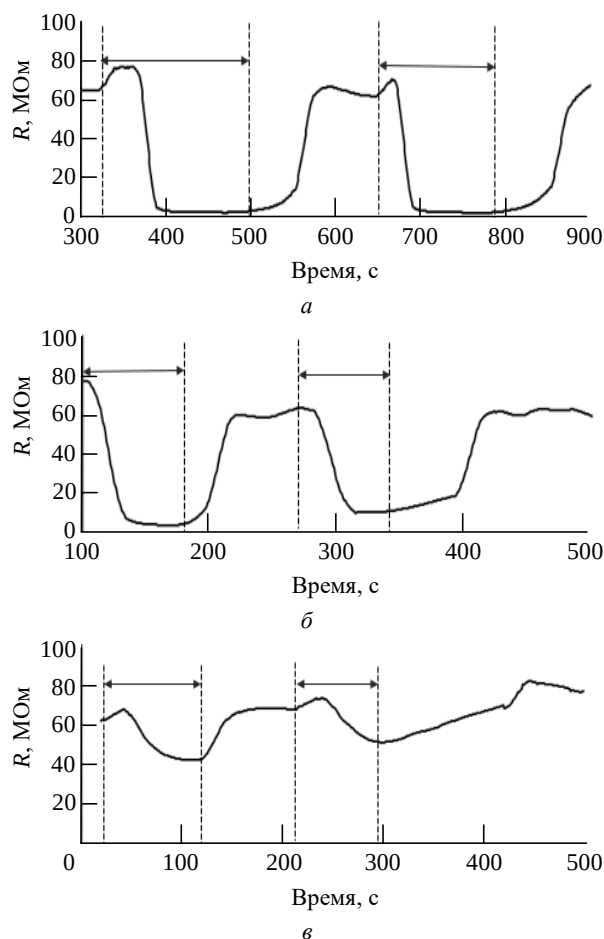
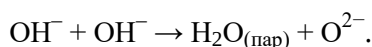


Рис. 7. Отклик ZnSn(OH)_6_1 на различные газы при комнатной температуре: а – пары изопропанола; б – пары ацетона; в – пары воды

Fig. 7. Response of ZnSn(OH)_6_1 to various gases at room temperature: а – isopropanol vapor; б – acetone vapor; в – water vapor

вание проводилось при комнатной температуре для смеси паров изопропанола, ацетона и воды с воздухом. Сопротивление при адсорбции молекул воды изменяется в 1.5 раза, при адсорбции молекул ацетона – в 8 раз, а при адсорбции изопропанола – приблизительно в 10 раз. Десорбция молекул газа с поверхности происходит за десятки секунд, что является хорошим показателем для сенсорных структур. Отклик к различным газам имеет разный характер, что дает возможность детектирования исследуемых газов одновременно. Большим преимуществом является быстрое восстановление газочувствительных систем, полученных в работе, вследствие быстрой десорбции молекул газа с поверхности образцов.

Для дальнейшего изучения были проведены эксперименты чувствительности к газам при высоких температурах (250 °C). Отклик структуры на пары изопропилового спирта представлен на рис. 8. Нагрев до температур порядка 250...300 °C приводит к потере приповерхностных ОН-групп кристалла, которые переходят в газовую фазу в виде паров воды:



В процессе измерений химическая реакция между восстанавливающими газами, содержащими углерод и водород, адсорбированными на поверхности, проходит с образованием воды, которая временно существует на поверхности в местах, которые были заняты ОН-группами. Высокое время восстановления таких слоев авторы связывают с замедленной десорбцией воды при таких повышенных по сравнению с комнатными температурах, так как адсорбированные на поверхности молекулы воды при температурах 25 °C практически отсутствуют в связи с тем, что

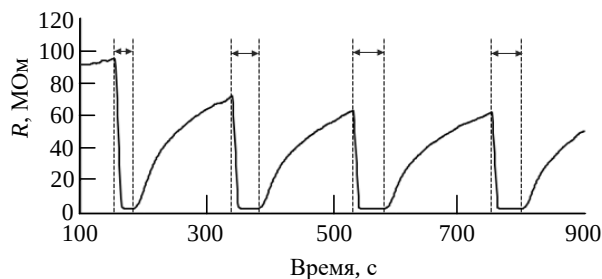


Рис. 8. Отклик $\text{ZnSn}(\text{OH})_6_1$ при температуре 250 °C на пары изопропанола

Fig. 8. Response of $\text{ZnSn}(\text{OH})_6_1$ at 250 °C to isopropanol vapors

эти центры заняты решеточными ОН-группами гидроксоанната цинка.

Газочувствительность $\text{ZnSn}(\text{OH})_6_2$ была исследована к парам $\text{C}_3\text{H}_7\text{OH}$ (рис. 9). Измерения проводились при комнатной температуре под воздействием УФ-излучения (рис. 9, а). Концентрация газа – 1500 ppm. Чувствительность структуры составила 34 %. Ультрафиолетовое излучение в данном случае являлось дополнительным активатором реакции молекул газа с сенсорным слоем.

Также было проведено исследование чувствительности к парам $\text{C}_3\text{H}_7\text{OH}$ при температуре измерения 300 °C (рис. 9, б). В результате адсорбции молекул сопротивление изменялось в 13 раз, чувствительность составляла 92 %.

Можно заметить, что сопротивление слоев анната цинка, полученного по различным методикам, при адсорбции молекул газа ведет себя немного по-разному.

Исследование газочувствительных свойств структур показало следующие результаты. Гидроксоаннат цинка, полученный гидротермальным методом с использованием в качестве прекурсоров хлорида цинка и хлорида олова (IV),

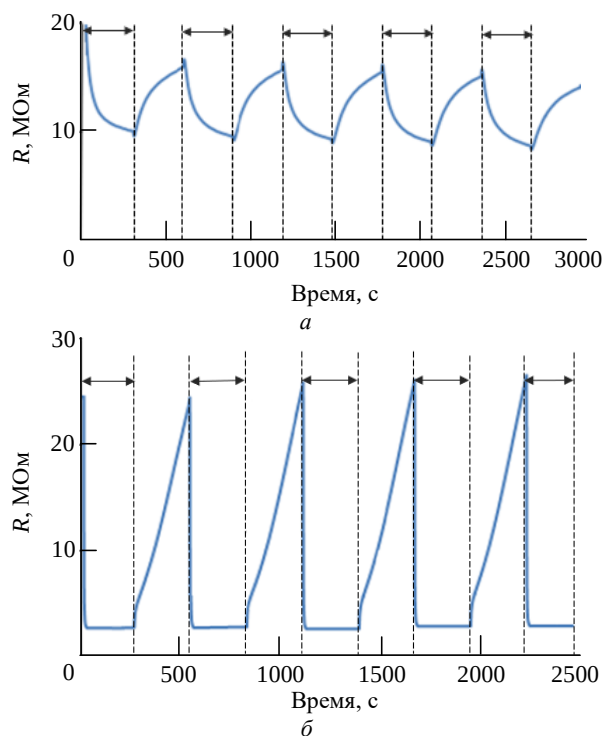


Рис. 9. Отклик $\text{ZnSn}(\text{OH})_6_2$ на пары $\text{C}_3\text{H}_7\text{OH}$: а – при воздействии УФ-излучения; б – при нагреве до 300 °C

Fig. 9. Response of $\text{ZnSn}(\text{OH})_6_2$ to $\text{C}_3\text{H}_7\text{OH}$ vapors: а – when exposed to UV radiation; б – when heated to 300 °C

обладает чувствительностью к парам ацетона, изопропанола и воды при комнатной температуре. Адсорбция и десорбция молекул газа при этом происходит за десятки секунд.

Газочувствительные слои на основе гидроксостанната цинка, полученного с использованием в качестве прекурсоров ацетата цинка и хлорида олова (II), также способны детектировать газ при комнатной температуре, но нуждаются в дополнительной сенсibilизации УФ-излучением. Сенсорные слои, изготовленные по данной технологии, демонстрируют хорошую воспроизводимость с каждым циклом.

Результаты исследования газочувствительных свойств гидроксостанната цинка коррелируют с данными о химическом составе их поверхности, полученными с помощью РФЭС. При преобладании на поверхности цинка, характерного для образцов $\text{ZnSn}(\text{OH})_6_1$, наблюдается высокое содержание центров адсорбции детектируемых газов (ионов Zn^{2+}). Эти ионы, находящиеся вблизи поверхности, не удерживают вблизи себя октет OH-групп. В то же время ионы олова Sn^{4+} за счет большего заряда могут удерживать OH-группы.

Из представленных на рис. 8 результатов видно, что нагрев не приводит к изменению со-

противления образцов $\text{ZnSn}(\text{OH})_6_1$. Это может быть связано с одновременным протеканием двух конкурирующих процессов: удалением OH-групп и адсорбцией на освободившихся центрах кислорода в виде O^{2-} . Сопротивление образцов $\text{ZnSn}(\text{OH})_6_2$, в свою очередь, уменьшается при нагреве, как показано на рис. 9, а, б.

Несмотря на то что чувствительность при повышенных температурах имеет достаточно высокие значения, время отклика сенсорных слоев заметно возрастает. Кроме того, вероятна структурная эволюция образцов в процессе эксплуатации, поэтому данные эксперименты показывают необходимость использования газочувствительных свойств гидроксостанната цинка в условиях комнатной температуры (до 50 °C).

Заключение. В статье показаны возможности создания активных слоев газовых сенсоров, работающих при комнатной температуре, на основе наночастиц гидроксостанната цинка. Продemonстрировано, что в зависимости от условий гидротермального синтеза изменяется химический состав поверхности, при этом могут преобладать ионы цинка либо ионы олова, окруженные гидроксильными группами. Как следствие, газочувствительные свойства синтезированных образцов также отличаются.

Авторский вклад

Максимов Александр Иванович – постановка задачи; анализ экспериментальных результатов.

Налимова Светлана Сергеевна – анализ экспериментальных результатов.

Левкевич Екатерина Алексеевна – синтез образцов; измерение сенсорных свойств; анализ экспериментальных результатов.

Шомахов Замир Валериевич – исследование образцов методом рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии.

Кириллова Светлана Анатольевна – исследование образцов методом рентгеновской дифракции.

Мошников Вячеслав Алексеевич – постановка задачи; анализ экспериментальных результатов.

Соломонов Александр Васильевич – постановка задачи; анализ экспериментальных результатов.

Author's contribution

Alexander I. Maximov, problem statement; analysis of experimental results.

Svetlana S. Nalimova, analysis of experimental results.

Ekaterina A. Levkevich, synthesis of samples; study of sensor properties; analysis of experimental results.

Zamir V. Shomakhov, study of samples by X-ray photoelectron spectroscopy.

Svetlana A. Kirillova, study of samples by X-ray diffraction.

Vyacheslav A. Moshnikov, problem statement; analysis of experimental results.

Alexander V. Solomonov, problem statement; analysis of experimental results.

Список литературы

1. Gas sensors and factors influencing sensing mechanism with a special focus on MOS sensors / D. Y. Nadargi, A. Umar, J. D. Nadargi, S. A. Lokare, S. Akbar,

I. S. Mulla, S. S. Suryavanshi, N. L. Bhandari, M. G. Chaskar // J. of Materials Science. 2023. Vol. 58, № 2. P. 559–582. doi: 10.1007/s10853-022-08072-0

2. Metal Oxide Gas Sensors: Sensitivity and Influencing Factors / C. Wang, L. Yin, L. Zhang, D. Xiang, R. Gao // *Sensors*. 2010. Vol. 10, № 3. P. 2088–2106. doi: 10.3390/s100302088
3. Dey A. Semiconductor metal oxide gas sensors: A review // *Materials Science and Engineering: B*. 2018. Vol. 229. P. 206–217. doi: 10.1016/j.mseb.2017.12.036
4. Das S., Jayaraman V. SnO₂: A comprehensive review on structures and gas sensors // *Progress in Materials Science*. 2014. Vol. 66. P. 112–255. doi: 10.1016/j.pmatsci.2014.06.003
5. Zhu L., Zeng W. Room-temperature gas sensing of ZnO-based gas sensor: A review // *Sensors and Actuators A: Physical*. 2017. Vol. 267. P. 242–261. doi: 10.1016/j.sna.2017.10.021
6. Архитектоника покрытий из наностержней оксида цинка для адсорбционных газовых сенсоров / А. А. Рябко, С. С. Налимова, Н. В. Пермяков, А. А. Бобков, А. И. Максимов, В. М. Кондратьев, К. П. Котляр, М. К. Овезов, А. С. Комолов, Э. Ф. Лазнева, В. А. Мошников, А. Н. Алешин // *Журн. техн. физики*. 2023. Т. 93, № 10. С. 1494–1502. doi: 10.61011/JTF.2023.10.56288.148-23
7. Газовые сенсоры на основе наноструктур двойных и тройных оксидных систем / С. С. Налимова, В. А. Мошников, З. В. Шомахов, В. М. Кондратьев // *Изв. вузов России. Радиоэлектроника*. 2024. Т. 27, № 2. С. 105–118. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-105-118
8. Улучшение сенсорных характеристик бинарных и тройных оксидных наносистем / З. В. Шомахов, С. С. Налимова, А. А. Рыбина, С. С. Бузовкин, З. Х. Калажиков, В. А. Мошников // *Физико-химические аспекты изучения кластеров, наноструктур и наноматериалов*. 2023. № 15. С. 879–887. doi: 10.26456/pcascnn/2023.15.879
9. Nalimova S., Shomakhov Z. V., Moshnikov V. A. Binary and Ternary Oxide Nanostructured Multisystems for Gas Sensors // *Engineering Proceedings*. 2023. Vol. 48, iss. 1. Art. № 47. doi: 10.3390/CSAC2023-14880
10. Газочувствительность наноструктурированных покрытий на основе наностержней оксида цинка при комбинированной активации / А. А. Рябко, А. А. Бобков, С. С. Налимова, А. И. Максимов, В. С. Левицкий, В. А. Мошников, Е. И. Теруков // *Журн. техн. физики*. 2022. Т. 92, № 5. С. 758–764. doi: 10.21883/JTF.2022.05.52382.314-21
11. Современное состояние исследований в области синтеза и применения станната цинка / С. С. Налимова, А. И. Максимов, Л. Б. Матюшкин, В. А. Мошников // *Физика и химия стекла*. 2019. Т. 45, № 4. С. 311–325. doi: 10.1134/S0132665119040097
12. Continuously improved gas-sensing performance of Zn₂SnO₄ porous octahedrons by structure evolution and further ZnSnO₃ nanosheets decoration / Z. Li, Y. Xiong, D. Bi, Q. Liu, C. Yang, J. Zhang // *J. of Alloys and Compounds*. 2022. Vol. 901. Art. № 163744. doi: 10.1016/j.jallcom.2022.163744
13. Application of ZnSn(OH)₆-based nanomaterials in environmental photocatalysis / B. Chen, P. Ouyang, Y. Li, Y. Duan, F. Dong // *Chemical Industry and Engineering Progress*. 2023. Vol. 42, iss. 2. P. 756–764. doi: 10.16085/j.issn.1000-6613.2022-0646
14. Enhanced photocatalytic activity of cubic ZnSn(OH)₆ by in-situ partial phase transformation via rapid thermal annealing / J. S. Kim, N. Kumar, U. Jung, J. Park, Mu. Naushad // *Chemosphere*. 2023. Vol. 331. Art. № 138780. doi: 10.1016/j.chemosphere.2023.138780
15. Paul S., Barman S., Datta A. Zn-based oxide perovskite nanocomposites for energy and sensing applications // *J. of Materials Science*. 2024. Vol. 59. P. 17968–17990. doi: 10.1007/s10853-024-09765-4
16. Comprehensive review of micro/nanostructured ZnSnO₃: characteristics, synthesis, and diverse applications / M. Rahman, M. S. Bashar, Md. L. Rahman, F. I. Chowdhury // *RSC Advances*. 2023. Vol. 13. P. 30798–30837. doi: 10.1039/d3ra05481k
17. Sun S., Liang S. Morphological zinc stannate: synthesis, fundamental properties and applications // *J. of Materials Chemistry A*. 2017. Vol. 5, iss. 39. P. 20534–20560. doi: 10.1039/C7TA06221D
18. Рид Р. Г., Праусниц Дж., Шервуд Т. Свойства газов и жидкостей. Л.: Химия, 1982. 592 с.
19. Спиваковский В. Б. Аналитическая химия олова. М.: Наука, 1975. 252 с.
20. Hydroxide ZnSn(OH)₆: a promising new photocatalyst for benzene degradation / X. Fu, X. Wang, Z. Ding, D. Y. C. Leung, Z. Zhang, J. Long, W. Zhang, Z. Li, X. Fu // *Appl. Catalysis B: Environmental*. 2009. Vol. 91, № 1. P. 67–72. doi: 10.1016/j.apcatb.2009.05.007
21. Effects of pH value and hydrothermal treatment on the microstructure and natural-sunlight photocatalytic performance of ZnSn(OH)₆ photocatalyst / S. Dong, L. Xia, F. Zhang, F. Li, Y. Wang, L. Cui, J. Feng, J. Sun // *J. of Alloys and Compounds*. 2019. Vol. 810. Art. № 151955. doi: 10.1016/j.jallcom.2019.151955
22. Structural inheritance and change from ZnSn(OH)₆ to ZnSnO₃ compounds used for ethanol sensors: Effects of oxygen vacancies, temperature and UV on gas-sensing properties / X. Wang, X. Zhu, T. Tao, B. Leng, W. Xu, L. Mao // *J. of Alloys and Compounds*. 2020. Vol. 829. Art. № 154445. doi: 10.1016/j.jallcom.2020.154445
23. ZnSn(OH)₆ Photocatalyst for Methylene Blue Degradation: Electrolyte-Dependent Morphology and Performance / Z. Ren, D. Zhou, L. Zhang, M. Yu, Z. Wang, Y. Fan, D. Zhang, Q. Zhang, J. Xie // *ChemistrySelect*. 2018. Vol. 3, iss. 39. P. 10849–10856. doi: 10.1002/slct.201802195
24. Revealing DeNO_x and DeVOC Reactions via the Study of the Surface and Bandstructure of ZnSn(OH)₆ Photocatalysts / M.-T. Pham, H.-H. Tran, T.-M. T. Nguyen, D.-P. Bui, Y. Huang, J. Cao, S.-J. You, P. V. Viet, V. H. Nam, Y.-F. Wang // *Acta Materialia*. 2021. Vol. 215, № 4. Art. № 117068. doi: 10.1016/j.actamat.2021.117068

Информация об авторах

Максимов Александр Иванович – кандидат физико-математических наук (2005), доцент (2008), доцент кафедры микро- и нанoeлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – наноматериалы; оксиды металлов; фотокатализ; фотовольтаика; газовая сенсорика.

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

E-mail: aimaximov@mail.ru

<http://orcid.org/0000-0003-3065-3961>

Налимова Светлана Сергеевна – кандидат физико-математических наук (2013), доцент (2024), доцент кафедры микро- и нанoeлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – наноматериалы; газовые сенсоры; оксиды металлов; дихальогениды переходных металлов; ван-дер-ваальсовы гетероструктуры; гидротермальный синтез; золь-гель-технология; солнечные элементы.

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

E-mail: sskarpova@list.ru

<http://orcid.org/0000-0003-3065-3961>

Левкевич Екатерина Алексеевна – магистр по направлению "Электроника и нанoeлектроника" (2020, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), инженер кафедры микро- и нанoeлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – наноматериалы; оксиды металлов; фотокатализ; газовая сенсорика.

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

E-mail: levek26@gmail.com

Шомахов Замир Валериевич – кандидат физико-математических наук (2012), доцент (2022), директор Института электроники, робототехники и искусственного интеллекта Кабардино-Балкарского государственного университета им. Х. М. Бербекова. Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – рентгеновская фотоэлектронная спектроскопия; наноструктуры; солнечные элементы; полупроводниковые соединения; перовскиты; дефекты; физико-химический анализ.

Адрес: Кабардино-Балкарский государственный университет им. Х. М. Бербекова, ул. Чернышевского, д. 173, Нальчик, 360004, Россия

E-mail: shozamir@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5738-2626>

Кириллова Светлана Анатольевна – магистр по направлению "Химическая технология и биотехнология" (Санкт-Петербургский государственный технологический институт (Технический университет), 2004), старший преподаватель кафедры физической химии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – физико-химический анализ (термический анализ, дифракция рентгеновских лучей); химическая термодинамика (экспериментальное исследование и моделирование фазовых равновесий).

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

E-mail: refractory-sveta@mail.ru

<http://orcid.org/0000-0001-7912-6033>

Мошников Вячеслав Алексеевич – доктор физико-математических наук (1997), профессор (1999), профессор кафедры микро- и нанoeлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – коллоидные квантовые точки; золь-гель-технология; иерархические пористые материалы; биосенсоры; солнечные элементы; фотокатализаторы.

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

E-mail: vamooshnikov@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6500-5492>

Соломонов Александр Васильевич – доктор физико-математических наук (2000), профессор (2002), профессор кафедры микро- и нанoeлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 140 научных работ. Сфера научных интересов – микроэлектроника и оптика полупроводников; нанoeлектроника; квантово-размерные гетероструктуры.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: alexander.v.solomonov@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0001-6721-4159>

References

1. Nadargi D. Y., Umar A., Nadargi J. D., Lokare S. A., Akbar S., Mulla I. S., Suryavanshi S. S., Bhandari N. L., Chaskar M. G. Gas Sensors and Factors Influencing Sensing Mechanism with a Special Focus on MOS Sensors. *J. of Materials Science*. 2023, vol. 58, no. 2, pp. 559–582. doi: 10.1007/s10853-022-08072-0
2. Wang C., Yin L., Zhang L., Xiang D., Gao R. Metal Oxide Gas Sensors: Sensitivity and Influencing Factors. *Sensors*. 2010, vol. 10, no. 3, pp. 2088–2106. doi: 10.3390/s100302088
3. Dey A. Semiconductor Metal Oxide Gas Sensors: A Review. *Materials Science and Engineering: B*. 2018, vol. 229, pp. 206–217. doi: 10.1016/j.mseb.2017.12.036
4. Das S., Jayaraman V. SnO₂: A Comprehensive Review on Structures and Gas Sensors. *Progress in Materials Science*. 2014, vol. 66, pp. 112–255. doi: 10.1016/j.pmatsci.2014.06.003
5. Zhu L., Zeng W. Room-Temperature Gas Sensing of ZnO-Based Gas Sensor: A Review. *Sensors and Actuators A: Physical*. 2017, vol. 267, pp. 242–261. doi: 10.1016/j.sna.2017.10.021
6. Ryabko A. A., Nalimova S. S., Permyakov N. V., Bobkov A. A., Maksimov A. I., Kondratev V. M., Kotlyar K. P., Ovezov M. K., Komolov A. S., Lazneva E. F., Moshnikov V. A., Aleshin A. N. Architectonics of Zinc Oxide Nanorod Coatings for Adsorption Gas Sensors. *Technical Physics*. 2023, vol. 68, no. 10, pp. 1390–1397. doi: 10.61011/TP.2023.10.57456.148-23
7. Nalimova S. S., Moshnikov V. A., Shomakhov Z. V., Kondratev V. M. Gas Sensors Based on Nanostructures of Binary and Ternary Oxide Systems. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 105–118. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-105-118
8. Shomakhov Z. V., Nalimova S. S., Rybina A. A., Buzovkin S. S., Kalazhokov Z. H., Moshnikov V. A. Improving the Sensor Characteristics of Binary and Ternary Oxide Nanosystems. Physical and Chemical Aspects of the Study of Custers, Nanostructures and Nanomaterials. 2023, iss. 15, pp. 879–887. doi: 10.26456/pcascnn/2023.15.879
9. Nalimova S., Shomakhov Z. V., Moshnikov V. A. Binary and Ternary Oxide Nanostructured Multisystems for Gas Sensors. *Engineering Proceedings*. 2023, vol. 48, iss. 1, art. no. 47. doi: 10.3390/CSAC2023-14880
10. Ryabko A. A., Bobkov A. A., Nalimova S. S., Maksimov A. I., Levitskii V. S., Moshnikov V. A., Terukov E. I. Gas Sensitivity of Nanostructured Coatings Based on Zinc Oxide Nanorods under Combined Activation. *Technical Physics*. 2022, vol. 67, no. 5, pp. 644–649. doi: 10.21883/tp.2022.05.53683.314-21
11. Nalimova S. S., Maksimov A. I., Matyushkin L. B., Moshnikov V. A. Current State of Studies on Synthesis and Application of Zinc Stannate (Review). *Glass Physics and Chemistry*. 2019, vol. 45, no. 4, pp. 251–260. doi: 10.1134/S1087659619040096
12. Li Z., Xiong Y., Bi D., Liu Q., Yang C., Zhang J. Continuously Improved Gas-Sensing Performance of Zn₂SnO₄ Porous Octahedrons by Structure Evolution And Further ZnSnO₃ Nanosheets Decoration. *J. of Alloys and Compounds*. 2022, vol. 901, art. no. 163744. doi: 10.1016/j.jallcom.2022.163744
13. Chen B., Ouyang P., Li Y., Duan Y., Dong F. Application of ZnSn(OH)₆-Based Nanomaterials in Environmental Photocatalysis. *Chemical Industry and Engineering Progress*. 2023, vol. 42, iss. 2, pp. 756–764. doi: 10.16085/j.issn.1000-6613.2022-0646
14. Kim J. S., Kumar N., Jung U., Park J., Naushad Mu. Enhanced Photocatalytic Activity of Cubic ZnSn(OH)₆ by In-Situ Partial Phase Transformation Via Rapid Thermal Annealing. *Chemosphere*. 2023, vol. 331, art. no. 138780. doi: 10.1016/j.chemosphere.2023.138780
15. Paul S., Barman S., Datta A. Zn-Based Oxide Perovskite Nanocomposites for Energy and Sensing Applications. *J. of Materials Science*. 2024, vol. 59, pp. 17968–17990. doi: 10.1007/s10853-024-09765-4
16. Rahman M., Bashar M. S., Rahman Md. L., Chowdhury F. I. Comprehensive Review of Micro/Nanostructured ZnSnO₃: Characteristics, Synthesis, and Diverse Applications. *RSC Advances*. 2023, vol. 13, pp. 30798–30837. doi: 10.1039/d3ra05481k
17. Sun S., Liang S. Morphological Zinc Stannate: Synthesis, Fundamental Properties and Applications. *J. of Materials Chemistry A*. 2017, vol. 5, iss. 39, pp. 20534–20560. doi: 10.1039/C7TA06221D
18. Reid R. G., Prausnitz J., Sherwood T. The Properties of Gases and Liquids. New York, McGraw-Hill, 1977, 688 p.
19. Spivakovskij V. B. *Analilicheskaya himiya olova* [Analytical Chemistry of Tin]. Moscow, Nauka, 1975, 252 p. (In Russ.)
20. Fu X., Wang X., Ding Z., Leung D. Y. C., Zhang Z., Long J., Zhang W., Li Z., Fu X. Hydroxide ZnSn(OH)₆: a Promising New Photocatalyst for Benzene Degradation. *Appl. Catalysis B: Environmental*. 2009, vol. 91, no. 1, pp. 67–72. doi: 10.1016/j.apcatb.2009.05.007
21. Dong S., Xia L., Zhang F., Li F., Wang Y., Cui L., Feng J., Sun J. Effects of pH Value and Hydrothermal Treatment on the Microstructure and Natural-Sunlight Photocatalytic Performance of ZnSn(OH)₆ Photocatalyst. *J. of Alloys and Compounds*. 2019, vol. 810, art. no. 151955. doi: 10.1016/j.jallcom.2019.151955

22. Wang X., Zhu X., Tao T., Leng B., Xu W., Mao L. Structural Inheritance and Change from $\text{ZnSn}(\text{OH})_6$ to ZnSnO_3 Compounds Used for Ethanol Sensors: Effects of Oxygen Vacancies, Temperature and UV on Gas-Sensing Properties. *J. of Alloys and Compounds*. 2020, vol. 829, art. no. 154445.

doi: 10.1016/j.jallcom.2020.154445

23. Ren Z., Zhou D., Zhang L., Yu M., Wang Z., Fan Y., Zhang D., Zhang Q., Xie J. $\text{ZnSn}(\text{OH})_6$ Photocatalyst for Methylene Blue Degradation: Electrolyte-

Dependent Morphology and Performance. *ChemistrySelect*. 2018, vol. 3, iss. 39, pp. 10849–10856.
doi: 10.1002/slct.201802195

24. Pham M.-T., Tran H.-H., Nguyen T.-M. T., Bui D.-P., Huang Y., Cao J., You S.-J., Viet P. V., Nam V. H., Wang Y.-F. Revealing DeNO_x and DeVOC Reactions via the Study of the Surface and Bandstructure of $\text{ZnSn}(\text{OH})_6$ Photocatalysts. *Acta Materialia*. 2021, vol. 215, no. 4, art. no. 117068.

doi: 10.1016/j.actamat.2021.117068

Information about the authors

Alexander I. Maximov, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2005), Associate Professor (2008), Associate Professor of the Department of Micro- and Nanoelectronics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: nanomaterials; metal oxides; photocatalysis; photovoltaics; gas sensors. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: aimaximov@mail.ru

<http://orcid.org/0000-0003-0195-8870>

Svetlana S. Nalimova, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2013), Associate Professor (2024), Associate Professor of the Department of Micro- and Nanoelectronics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: nanomaterials, gas sensors; metal oxides; transition metal dichalcogenides; van der Waals heterostructures; hydrothermal synthesis; sol-gel technology; solar cells.

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

E-mail: sskarpova@list.ru

<http://orcid.org/0000-0003-3065-3961>

Ekaterina A. Levkevich, Master in Electronics and Nanoelectronics (2020, Saint Petersburg Electrotechnical University). Engineer of the Department of Micro- and Nanoelectronics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 15 scientific publications. Area of expertise: nanomaterials; metal oxides; photocatalysis; gas sensing.

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

E-mail: levek26@gmail.com

Zamir V. Shomakhov, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2012), Associate Professor (2022), Director of the Institute of Electronics, Robotics and Artificial Intelligence of Kabardino-Balkarian State University n. a. H. M. Berbekov. The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: X-ray photoelectron spectroscopy; nanostructures; solar cells; semiconductor compounds; perovskites; defects; physico-chemical analysis.

Address: Kabardino-Balkarian State University n. a. H. M. Berbekov, 173, Chernyshevsky St., Nalchik 360004, Russia

E-mail: shozamir@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5738-2626>

Svetlana A. Kirillova, Master in Chemical Engineering and Biotechnology (Saint Petersburg State Technological Institute (Technical University), 2004), Senior Lecturer of the Department of Physical Chemistry of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: physicochemical analysis (thermal analysis, X-ray diffraction); chemical thermodynamics (experimental study and modeling of phase equilibria).

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

E-mail: refractory-sveta@mail.ru

<http://orcid.org/0000-0001-7912-6033>

Vyacheslav A. Moshnikov, Dr Sci. (Phys.-Math.) (1997), Professor (1999), Professor of the Department of Micro- and Nanoelectronics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: colloidal quantum dots; sol-gel technology; hierarchical porous materials; biosensors; solar cells; photocatalysts.

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

E-mail: vamosnikov@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6500-5492>

Alexander V. Solomonov, Dr Sci. (Phys.-Math.) (2000), Professor (2002), Professor of Department of Micro- and Nanoelectronics Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 140 scientific publications. Area of expertise: microelectronics and optics of semiconductors; nanoelectronics; quantum-sized heterostructures.

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

E-mail: alexander.v.solomonov@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6721-4159>

Разработка сверхвысокочастотного многофункционального ферритового коаксиального устройства высокого уровня мощности для бортовых ретрансляторов с использованием датчика телеметрии

К. К. Фадеев[✉], В. М. Кислицын

АО «НИИ "Феррит-Домен"», Санкт-Петербург, Россия

[✉] fadeev-k-k@yandex.ru

Аннотация

Введение. Ферритовые развязывающие устройства широко используются в составе различных приемопередающих трактов космического применения. Компоновка составных узлов современных систем спутниковой связи уплотняется, поэтому для них предпочтительно применять комбинированные устройства, способные заменить несколько различных приборов. Таким образом, актуальна задача создания многофункциональных ферритовых устройств, способных выполнять дополнительные функции помимо развязки СВЧ-сигнала.

Цель работы. Создание многофункционального устройства, рассчитанного на высокий уровень мощности (ВУМ) СВЧ-сигнала. Разработка датчика телеметрии, позволяющего в режиме реального времени получать с указанного в технической документации интерфейса прибора значение постоянного напряжения, пропорциональное мощности, поступающей во встроенную нагрузку устройства.

Материалы и методы. Расчеты проводились в специализированных системах автоматизированного проектирования для электродинамического и теплового моделирования. Измерения и испытания на ВУМ проводились на материально-технической базе АО «НИИ "Феррит-Домен"».

Результаты. Создан многофункциональный прибор со встроенным датчиком телеметрии отраженной мощности. Датчик реализован исключительно на пассивных компонентах, и полученное устройство не требует внешнего источника питания. Значение постоянного напряжения на выходе датчика не более 4.5 В. Получена требуемая зависимость выходного напряжения от отраженной мощности. Прибор обладает повышенной надежностью, соответствующей требованиям современных систем космического применения. Коэффициент стоячей волны по напряжению входа/выхода прибора не превышает 1.25, прямые потери составляют не более 0.35 дБ, а обратные – не менее 20 дБ.

Заключение. Разработанный многофункциональный прибор соответствует современным требованиям к электронной компонентной базе космического применения. Реализованный в его составе датчик отраженной мощности не имеет аналогов в мире. Полученные результаты и наработки могут послужить основой для последующего создания аналогичных приборов на различные частоты и уровни СВЧ-мощности.

Ключевые слова: СВЧ, феррит, вентиль, телеметрия, детектор

Для цитирования: Фадеев К. К., Кислицын В. М. Разработка сверхвысокочастотного многофункционального ферритового коаксиального устройства высокого уровня мощности для бортовых ретрансляторов с использованием датчика телеметрии // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 4. С. 99–108.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-99-108

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 06.05.2025; принята к публикации после рецензирования 25.08.2025; опубликована онлайн 29.09.2025

Development of a High Power Ultra High Frequency Multifunctional Ferrite Coaxial Device with a Telemetry Sensor for Onboard Repeaters

Konstantin K. Fadeev[✉], Vadim M. Kislitsyn

Ferrite-Domen Scientific Research Institute, St Petersburg, Russia

[✉] fadeev-k-k@yandex.ru

Abstract

Introduction. Ferrite non-reciprocal devices are widely used in various space qualified transmit/receive modules. The layout of modern satellite communication systems is becoming more compact, which requires multifunctional devices capable of replacing several different components. Thus, the creation of hybrid ferrite devices capable of performing additional functions along with microwave signal isolation represents a relevant research task.

Aim. Creation of a multifunctional hybrid device for high RF power. Development of a telemetry sensor capable of providing a DC voltage value proportional to the level of reflected power.

Materials and methods. Calculations were performed in specialized CAD systems for electrodynamic and thermal analysis. Measurements and tests on high RF power were performed using the facilities of the Ferrite-Domen Scientific Research Institute.

Results. A multifunctional ferrite device with a built-in reflected power telemetry sensor is developed. The sensor is implemented exclusively on passive components; the hybrid device does not require an external power source. The DC voltage value at the sensor output does not exceed 4.5 V. The required dependence of the output voltage on the reflected power value is obtained. The device exhibits increased reliability, meeting the requirements of modern space application systems. Its input/output VSWR does not exceed 1.25, with the insertion and isolation losses being no more than 0.35 dB and no less than 20 dB, respectively.

Conclusion. The developed multifunctional device meets modern requirements for space electronic components. The implemented reflected power sensor has no analogues in the world. The obtained results can serve as a basis for the creation of similar devices for different frequencies and power levels.

Keywords: UHF, ferrite, isolator, telemetry, power sensor

For citation: Fadeev K. K., Kislitsyn V. M. Development of a High Power Ultra High Frequency Multifunctional Ferrite Coaxial Device with a Telemetry Sensor for Onboard Repeaters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 4, pp. 99–108.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-99-108

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

Submitted 06.05.2025; accepted 25.08.2025; published online 29.09.2025

Введение. Ферритовые устройства находят широкое применение в СВЧ-аппаратуре [1, 2] для развязки различных участков приемопередающего тракта. Одним из самых распространенных представителей указанного класса приборов является вентиль, служащий для защиты наиболее чувствительных элементов системы от отраженной мощности.

В соответствии с исходными требованиями в процессе выполнения опытно-конструкторской работы "Диадема" в АО «НИИ "Феррит-Домен"» было разработано многофункциональное (в соответствии с ГОСТ РВ 5999-003–2016)

устройство на основе коаксиального вентиля метрового диапазона длин волн для применения в аппаратуре космического назначения. Отличительные особенности созданного прибора – повышенная надежность (наработка 150 000 ч), стойкость к высоким ударным нагрузкам и наличие уникального элемента – блока телеметрии отраженной мощности.

Наличие телеметрии позволяет в режиме реального времени получать с указанного в технической документации интерфейса прибора значение постоянного напряжения, пропорциональное мощности, поступающей во встроен-

ную нагрузку вентиля. Блок содержит исключительно пассивные компоненты и не требует внешнего источника питания.

По сведениям из открытых источников разработанный multifunctional прибор не имеет аналогов ни на отечественном, ни на зарубежном рынках.

Описание конструкции и электрические параметры. Прибор состоит из трех основных структурных функциональных блоков: полоскового циркулятора, включающего в себя ферритовый резонатор, согласующие цепи и магнитную систему; модуля нагрузки, подключаемого к свободному (третьему) плечу циркулятора и содержащего микрополосковую резистивную плату; блока телеметрии отраженной мощности, расположенного внутри модуля нагрузки (рис. 1).

Для подключения к коаксиальному тракту аппаратуры на входе и выходе прибора установлены СВЧ-разъемы типа TNC. Дополнительно прибор содержит низкочастотный соединитель (далее – НЧ-вилка), подключаемый к выходу блока телеметрии и служащий для измерения постоянного напряжения.

Многофункциональное устройство предназначено для эксплуатации в составе аппаратуры космического применения. Выбор покупных комплектующих изделий, материалов и покрытий в составе прибора осуществлялся с учетом высоких требований по стойкости к радиационным и специальным видам воздействий. Элементы, входящие в состав блока детектора, выбраны из отечественной электронной компо-

нентной базы и соответствуют предъявляемым к изделию в целом требованиям по надежности.

Стабильность теплового режима работы прибора в составе аппаратуры обеспечивается кондуктивным отводом тепла через его присоединительную поверхность. В условиях вакуума отсутствует механизм конвективного теплообмена внешней поверхности вентиля с окружающей средой, поэтому для повышения эффективности охлаждения он окрашивается эмалью ЭКОМ-2, коэффициент теплового излучения которой равен 0.95. Это позволяет максимально увеличить количество тепла, отводимого через механизм излучения.

Основные электрические параметры устройства приведены в табл. 1. Контрольные точки для датчика телеметрии приведены в табл. 2. Диапазон рабочих частот, а также крутизна и вид зависимости выходного напряжения датчика от отраженной мощности определяются номиналами применяемых электронных компонентов. Соответствие значений напряжения заданным контрольным точкам обеспечивается в процессе настройки блока

Табл. 1. Основные электрические параметры разработанного вентиля

Tab. 1. Main electrical parameters of the developed isolator

Параметр	Значение
Рабочий диапазон частот, МГц	275...325
КСВН входа/выхода, не более	1.25
Прямые потери, дБ, не более	0.35
Обратные потери, дБ, не менее	20.0
Входная непрерывная мощность, Вт, не более	250
Отраженная мощность, Вт, не более	170

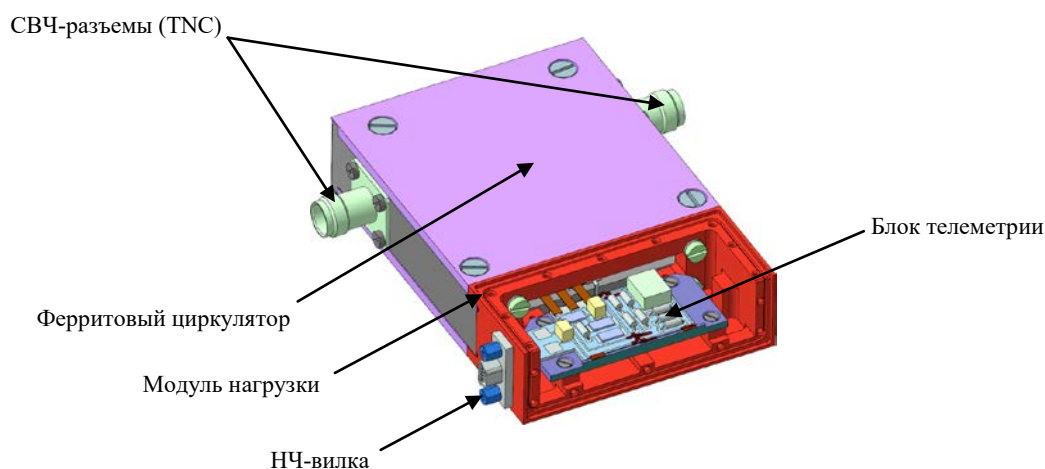


Рис. 1. Общий вид прибора

Fig. 1. General view of the device

Табл. 2. Параметры датчика телеметрии отраженной мощности

Tab. 2. Reflected power telemetry sensor parameters

Отраженная мощность ($P_{отр}$), Вт	Допустимый диапазон значений напряжения на выходе датчика, В
≤ 0.1	0...0.1
От 0.1 до (30 ± 2)	0...2.3
30 ± 2	1.7...2.3
$\geq (30 \pm 2)$	1.7...4.5

телеметрии. Таким образом, возможна реализация зависимостей выходного напряжения в различных частотных диапазонах под индивидуальные требования заказчика.

Устройство ферритового коаксиального вентилля. В основе конструкции разработанного прибора лежит структура классического Y-циркулятора [3, 4], включающая в себя симметричное трехплечное разветвление с выполненными на нем согласующими цепями, ферритовые вкладыши и магнитную систему. Расчет ферритового резонатора и базовой конфигурации полосковой линии проводился по стандартным методикам проектирования полосковых циркуляторов [5–9]. Со стороны третьего плеча располагается поглощающая нагрузка.

За счет применения нестандартных конструктивных решений при формировании проводящей линии (искусственное увеличение электрической длины пути СВЧ-волны, проходящей через устройство; дополнительная компенсация реактивной части сопротивления резонатора) [6, 10] удалось существенно уменьшить общие габариты и массу прибора. Магнитная система вентилля стабилизирована с учетом заданных требований по диапазону рабочих температур.

Классическая конструкция подобных приборов не предназначена для ударных нагрузок, воздействию которых при выходе космического аппарата на орбиту подвергаются все входящие в него компоненты. Для повышения общей механической прочности конструкции

впервые в практике нашего предприятия корпусные детали дополнены упорными связующими элементами с прецизионным сочленением, которые обеспечивают жесткое сопряжение и фиксируют взаимное положение указанных деталей (рис. 2). В ходе предварительных испытаний была подтверждена стойкость вентилей к воздействию механических ударов одиночного действия с пиковым ударным ускорением до $2000g$.

Конфигурация микрополосковой нагрузки выполнена на основе резистора с экспоненциально увеличивающейся шириной. Такая топология позволяет добиться хорошего согласования во всей заданной полосе частот – значение коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) нагрузки не превышает 1.04.

Резистор имеет стандартное сопротивление 50 Ом. В качестве подложки был выбран нитрид алюминия вследствие его высокой теплопроводности.

Микрополосковая плата устанавливается на основание из медного сплава, размещаемое в корпусе модуля нагрузки. К последнему дополнительно предъявляются следующие требования:

- достаточный внутренний объем сборочной единицы для возможности свободного размещения как самой микрополосковой нагрузки, так и блока детектора;
- максимальная эффективность отвода тепла в единицу времени, выделяемого поглощающей нагрузкой, к привалочной поверхности прибора.

Указанные требования в определенном смысле взаимно противоречивы. Для обеспечения максимального теплоотвода следует использовать медные сплавы, поскольку они обладают наиболее высокой теплопроводностью среди доступных материалов. Однако изготовление геометрически сложной цельной детали из этого металла технологически (низкая скорость механической обработки) и финансово (высокая ито-

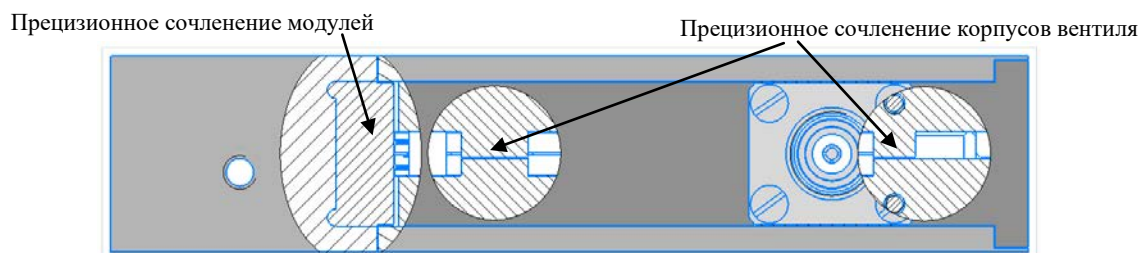


Рис. 2. Упорные элементы корпусов прибора

Fig. 2. Thrust elements of the device housings

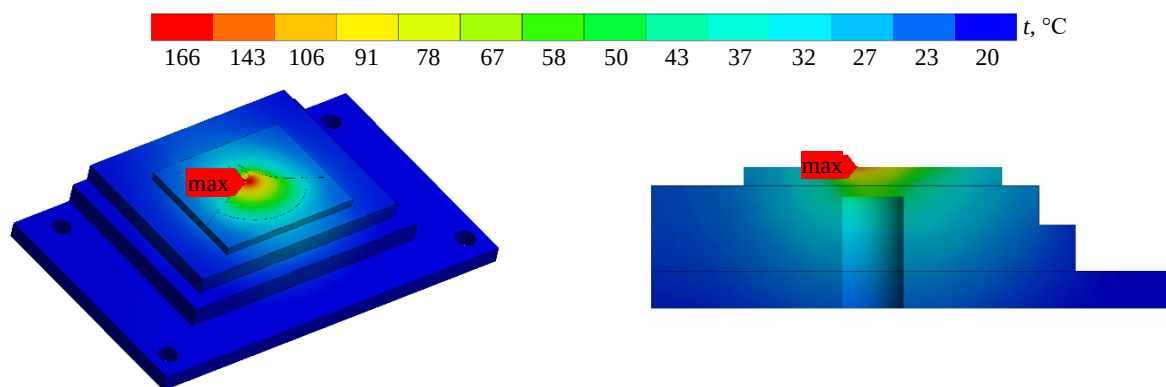


Рис. 3. Температурное распределение нагрузки вентилля

Fig. 3. Temperature distribution of the isolator's termination

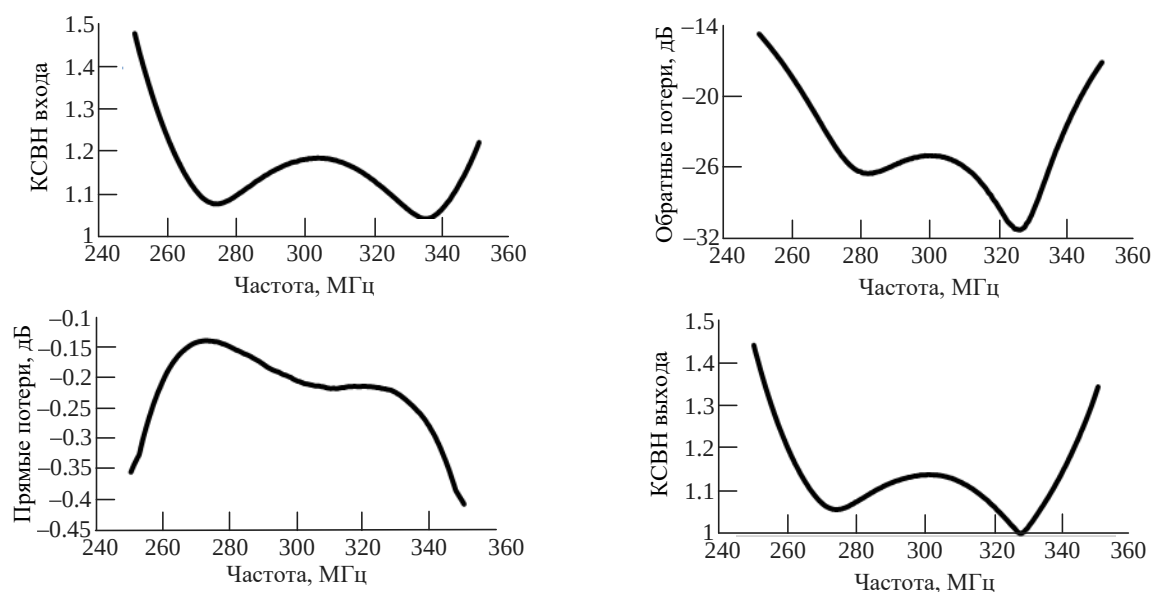


Рис. 4. Основные электрические параметры вентилля

Fig. 4. Main electrical parameters of the isolator

говая стоимость) неоправданно. К тому же, это увеличивает общую массу конструкции, что является критичным фактором для приборов космического применения. Поэтому было принято решение сделать данную деталь составной.

Основание с микрополосковой платой крепится к корпусу нагрузки, выполненному из алюминиевого сплава. Нагрузка, в свою очередь, соединяется с циркулятором. В корпусе также размещается блок детектора и устанавливается НЧ-вилка. В итоге получается сложный и нестандартный по функционалу, но оптимальный по конструктивному исполнению модуль, имеющий явные преимущества перед классической схемой построения в составе подобных СВЧ-устройств.

Для оценки работоспособности нагрузки проводилось электродинамическое и тепловое [11, 12] моделирование устройства в различных режи-

мах эксплуатации. Температурное распределение нагрузки (в режиме насыщения) при рассеиваемой мощности 170 Вт приведено на рис. 3.

Полученные результаты показывают, что в предельном режиме температура разогрева не является критичной для применяемых в нагрузке материалов и покрытий.

Типичные S-параметры вентилля приведены на рис. 4.

Разработанный вентиль является полноценным самостоятельным ферритовым развязывающим устройством, способным выполнять свои функции в заданном рабочем диапазоне частот. Фотография прибора приведена на рис. 5.

Блок телеметрии. Датчик телеметрии позволяет определить относительное значение мощности отраженного от нагрузки тракта СВЧ-сигнала, поступающее в нагрузку прибора.



Рис. 5. Фото разработанного multifunctional устройства

Fig. 5. Photo of the developed multifunctional device

Одним из ключевых требований к датчику телеметрии, входящему в состав разрабатываемого multifunctional устройства, была его пассивность, т. е. отсутствие необходимости во внешнем источнике питания. Доступные готовые решения указанному критерию не соответствовали.

Выбор применяемых в датчике электронных компонентов диктовался необходимостью обеспечить повышенные показатели надежности изделия.

В процессе создания прибора прорабатывались различные подходы к реализации датчика телеметрии. При этом первоначальные варианты обладали недостатками, принципиально не позволяющими применять их в составе multifunctional устройства. Все промежуточные результаты подробно анализировались и учитывались при переходе к последующим этапам разработки. Это позволило в итоге создать прибор, в полной мере удовлетворяющий всем заданным техническим требованиям.

Чтобы подтвердить оптимальность конечной конфигурации, рассмотрим более подробно один из первых вариантов детектора. Основным элементом предложенного механизма реализации телеметрии стали ответвители мощности, размещенные на плате микрополосковой поглощающей нагрузки. Топология последней приведена на рис. 6.



Рис. 6. Топология микрополосковой резистивной нагрузки с ответвителями

Fig. 6. Microstrip resistive termination topology with couplers

Положение и конфигурация микрополосковых выводов, через которые ответвлялась часть СВЧ-сигнала, подбирались таким образом, чтобы номинальное значение переходного ослабления составляло (30 ± 0.1) дБ.

Указанные выводы были электрически связаны с "входом" платы детектора, на которой осуществлялось преобразование СВЧ-мощности в постоянное напряжение. Принципиальная и структурная схемы детектора приведены на рис. 7 и 8 соответственно.

Согласно ТЗ на проводимую работу детектор должен обеспечивать 2 В выходного напряжения при значении отраженной мощности 30 Вт. Также постоянное напряжение не должно превышать 4.5 В при отраженной мощности от 0 до 170 Вт. Для реализации заданного режима необходима настройка схемы детектора. Регулировка коэффициента ответвления на полосковой нагрузке технически недостижима, поэтому подстройка схемы возможна только подбором номиналов резисторов R2 и R3. Однако на практике зависимость напряжения на выходе детектора от номиналов указанных резисторов оказалась нелинейной и слабопрогнозируемой. Это связано с тем, что никаких мер по экранированию детектора от области рабочего зазора циркулятора предусмотрено не было. В связи с этим все электронные компоненты были подвержены дополнительной наведенной электродвижущей силе от многомодового СВЧ-сигнала [13], что значительно усложняло процесс настройки, а также не позволяло адекватно оценивать работоспособность схемы на этапе расчетов. Следует отметить, что выяв-

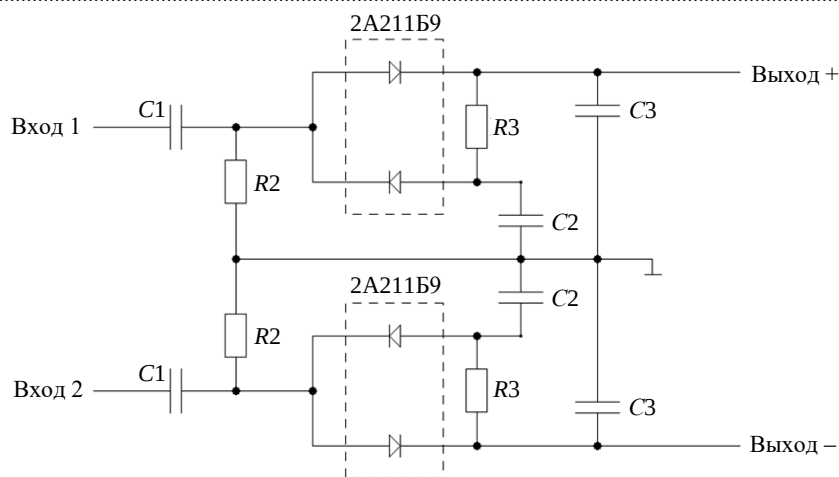


Рис. 7. Принципиальная схема предварительного варианта реализации детектора отраженной мощности

Fig. 7. Schematic diagram of a preliminary implementation of a reflected power detector

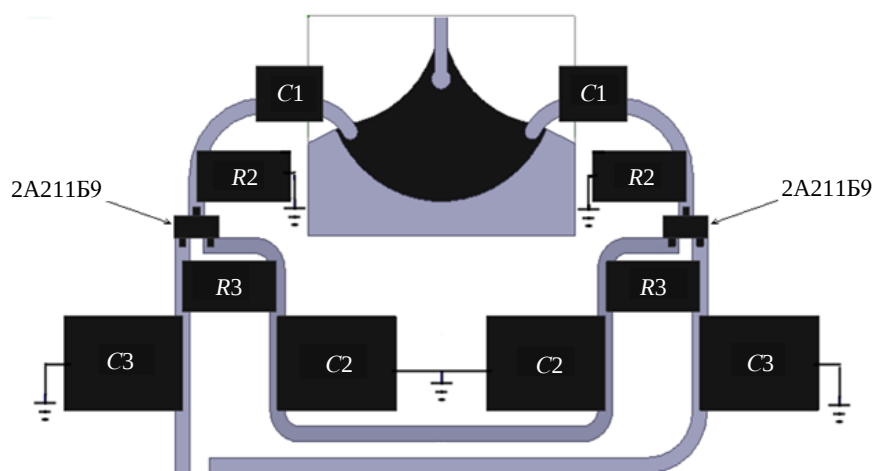


Рис. 8. Структурная схема предварительного варианта реализации детектора отраженной мощности

Fig. 8. Block diagram of a preliminary implementation of a reflected power detector

ленный эффект вторичного возбуждения паразитного сигнала многократно усиливался при работе вентили на высоком уровне мощности. Дополнительное неудобство при отработке макета было вызвано тем, что подбор номиналов резисторов предполагал многократное и непрогнозируемое в части количества итераций повторение процесса их установки на плату детектора посредством пайки и последующего демонтажа. Это существенно снижало технологичность изготовления в дальнейшем уже серийного изделия, повышало общую трудоемкость и вероятность выхода компонентов из строя.

Как видно из рис. 7, выход схемы являлся дифференциальным, т. е. "отрицательный" вывод датчика электрически не связан с "нулевой" точкой прибора. Однако в конечной аппаратуре, для которой разрабатывается изделие, "нулевая" точка для всех составных компонентов обеспечива-

ется через одну общую шину, поэтому необходим общий "ноль" и у блока телеметрии, и у вентили. Следовательно, корректная установка разработанного устройства в систему с такой конфигурацией детектора невозможна.

Учитывая отмеченные недостатки предложенного варианта реализации датчика, при составлении нового варианта схемы было решено использовать принципиально иные подходы в части отщепления отраженного сигнала на вход детектора и настройки устройства в целом. Блок телеметрии больше не имеет прямой электрической связи с основной проводящей линией вентили – СВЧ-сигнал на его вход подается посредством возбуждения волны через петлю связи [13, 14]. Это позволило свести настройку зависимости выходного напряжения от отраженной мощности к подбору коэффициента связи между блоком и основной частью

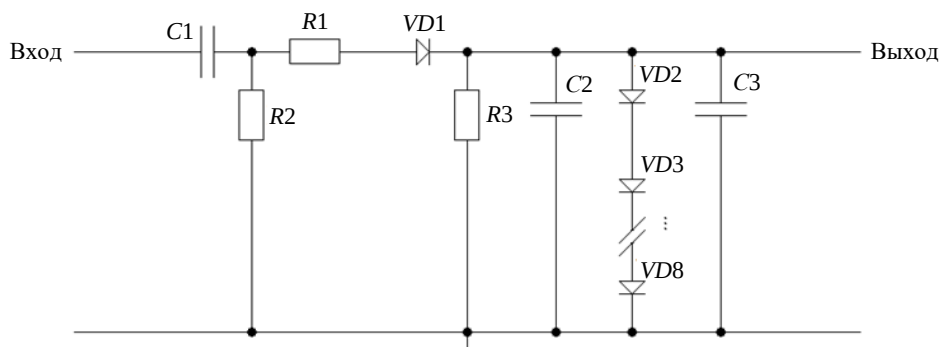


Рис. 9. Принципиальная схема встраиваемого датчика телеметрии

Fig. 9. Schematic diagram of the telemetry sensor

прибора. Итоговая схема датчика телеметрии изображена на рис. 9.

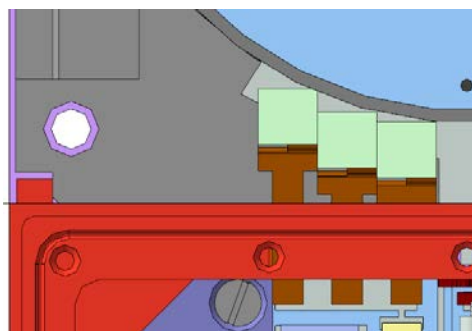
Используемый датчик выполняет функцию выпрямляющего устройства, которое преобразует переменное напряжение в постоянное. Применяемая петля связи представляет собой проводник (выполненный в форме "вилки"), расположенный в области емкостного шлейфа третьего плеча прибора и имеющий прямой электрический контакт со входом блока телеметрии. В состав связующего элемента входит фторопластовый вкладыш, изолирующий проводник от полосковой линии прибора и корпусов. Пример применения петли связи приведен на рис. 10. Значение выходного напряжения настраивается по уровню ответвления отраженного сигнала от основной проводящей линии прибора к детектору и определяется подбором положения петли связи в приборе.

Рассмотрим подробно электрическую схему детектора [15]. Последний представляет собой однополупериодный однофазный выпрямитель. Преобразование напряжения обеспечивается диодом VD1. Конденсатор C1 предназначен для развязки входа схемы по постоянной составляющей

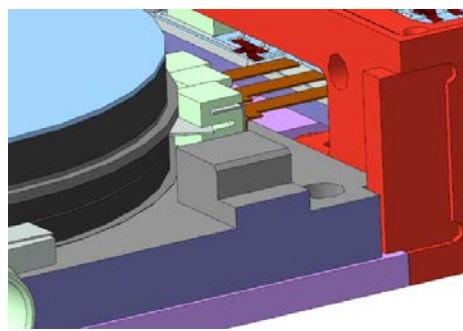
сигнала, резисторы R1 и R2 образуют делитель напряжения, обеспечивающий необходимый режим по току на диоде VD1, резистор R3 определяет выходное сопротивление схемы, конденсатор C2 служит для сглаживания пульсаций выпрямленного напряжения, конденсатор C3 шунтирует выход схемы по переменной составляющей. Соединенные последовательно диоды VD2–VD8 обеспечивают ограничение выходного напряжения детектора на уровне не более 4.5 В в соответствии с требованиями заказчика.

"Отрицательный" вывод датчика напрямую связан с корпусом вентиля, благодаря чему блок детектора и сам прибор имеют общую "нулевую" точку.

Использование иного принципа подачи переменного входного сигнала на схему позволило реализовать более эффективную компоновку блока телеметрии в составе модуля нагрузки. Основание с расположенным на нем блоком размещается в области над микрополосковой нагрузкой. Было проведено тепловое моделирование для оценки влияния излучаемого резистивной платой тепла на расположенный над ней блок. Результаты моделирования приведены на рис. 11.



а



б

Рис. 10. Петли связи блока телеметрии: а – вид сверху; б – вид сбоку

Fig. 10. Telemetry communication loops: а – top view; б – side view

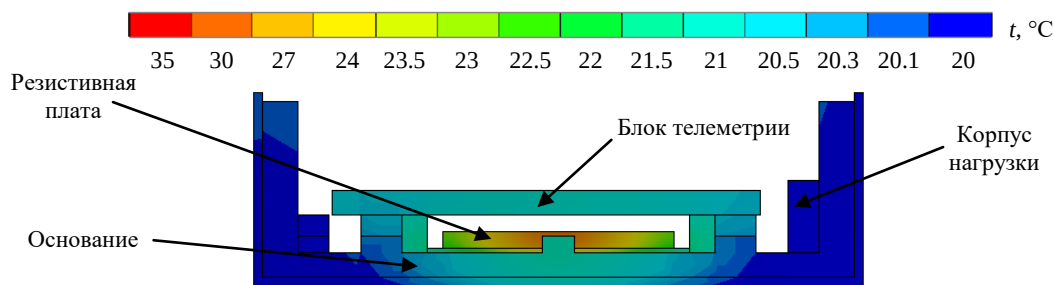


Рис. 11. Тепловое распределение модуля нагрузки

Fig. 11. Thermal distribution of the load module

Электрическая схема блока детектора реализована на подложке из поликора. Поликор является хрупким керамическим материалом, и с целью снижения механических напряжений в объеме платы при внешних воздействиях она разделена на сегменты, располагаемые на основании с обеспечением теплового зазора между ними.

После настройки во избежание временной деградации электронных компонентов и для дополнительной защиты схемы от внешних климатических воздействий плата детектора заливается компаундом К-115.

Принятые конструктивные решения позволили обеспечить стойкость блока телеметрии к заданным требованиям по механическим и температурным воздействиям. Успешные результаты испытаний подтвердили правильность выбранного подхода.

Типовая зависимость выходного напряжения датчика телеметрии от уровня отраженной мощности приведена на рис. 12.

Заключение. Разработан ферритовый многофункциональный прибор метрового диапазона длин волн со встроенным датчиком телеметрии отраженной мощности. Датчик реализован на основе пассивных компонентов, благодаря чему для его работы не требуются внешние источники питания.

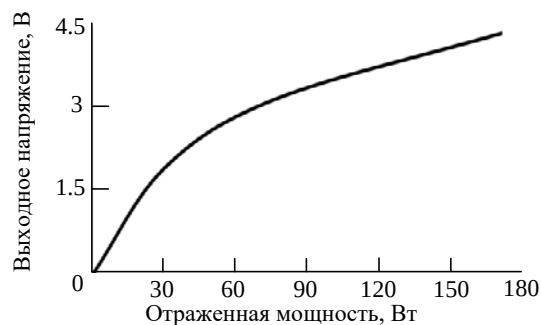


Рис. 12. Зависимость выходного напряжения блока телеметрии от отраженной мощности

Fig. 12. Reflected power dependence of the output voltage of the telemetry unit

Прибор предназначен для применения в космической аппаратуре и обладает повышенной надежностью (наработка 150 000 ч). Материалы, покрытия и применяемые компоненты выбраны с учетом условий эксплуатации вентилей.

Описанные особенности конструктивного исполнения разработанного многофункционального устройства стали отражением обширного перечня требований, предъявляемых со стороны заказчика данной работы.

Полученные авторами результаты и наработки могут послужить основой для последующего создания линейки приборов такого класса, работающих на различных частотах и уровнях СВЧ-мощности, с учетом пожеланий конечного потребителя.

Список литературы

1. Микаэлян А. Л. Теория и применение ферритов на сверхвысоких частотах. Л.: Госэнергоиздат, 1963. 664 с.
2. Лакс Б., Баттон К. Сверхвысокочастотные ферриты и ферритмагнетики. М.: Мир, 1965. 675 с.
3. Гуревич А. Г., Мелков Г. А. Магнитные колебания и волны. М.: Физматлит, 1994. 464 с.
4. Fay C. E., Comstock R. L. Operation of the Ferrite Junction Circulator // IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques. 1965. Vol. 13, iss. 1. P. 15–27 doi: 10.1109/TMTT.1965.1125923
5. Вамберский М. В., Абрамов В. П., Казанцев

В. И. Конструирование ферритовых развязывающих приборов СВЧ. М.: Радио и связь, 1982. 136 с.

6. Ильченко К. Ферритовые и диэлектрические резонаторы СВЧ. Киев: Изд-во Киев. ун-та, 1973. 175 с.
7. Helszajn J. The Stripline Circulator. New Jersey: John Wiley & Sons, 2008. 592 p.
8. Linkhart D. K. Microwave circulator design. Norwood: Artech house, 2014. 364 p.
9. Helszajn J. Microwave Polarizers, Power Dividers, Phase Shifters, Circulators, and Switches. New Jersey: John Wiley & Sons, 2018. 352 p.

10. Фельдштейн А. Л. Справочник по элементам полосковой техники. М.: Связь, 1979. 336 с.
11. Дульнев Г. Н., Тихонов С. В. Основы теории тепломассообмена / СПбГУИТМО. СПб., 2010. 93 с.
12. Helszajn J., Tsounis B. Temperature stability of quality factor of junction circulators // IEE Proc. Microw. Antennas Propag. 1995. Vol. 142, № 1. P. 67–70.

13. Pozar D. M. Microwave engineering. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. 700 p.
14. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование. М.: Радио и связь, 1990. 288 с.
15. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. М.: Бином, 2014. 706 с.

Информация об авторах

Фадеев Константин Константинович – инженер по специальности "Электронные приборы и устройства" (2009, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), начальник лаборатории АО «НИИ "Феррит-Домен"». Автор трех научных публикаций. Сфера интересов – разработка пассивной ЭКБ и устройств СВЧ-диапазона.

Адрес: АО «НИИ "Феррит-Домен"», ул. Цветочная, д. 25, к. 3, лит. Б, Санкт-Петербург, 196006, Россия
E-mail: fadeev-k-k@yandex.ru

Кислицын Вадим Михайлович – магистр по специальности "Электроника и нанoeлектроника" (2018, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), ведущий инженер лаборатории АО «НИИ "Феррит-Домен"». Автор одной научной публикации. Сфера интересов – разработка пассивной ЭКБ и устройств СВЧ-диапазона.

Адрес: АО «НИИ "Феррит-Домен"», ул. Цветочная, д. 25, к. 3, лит. Б, Санкт-Петербург, 196006, Россия
E-mail: kislicyn-vadim@yandex.ru

References

1. Mikajeljan A. L. *Teorija i primenenie ferritov na sverhvysokih chastotah* [Theory and Application of Ferrites at Microwave Frequencies]. Leningrad, Gosen-ergoizdat, 1963, 664 p. (In Russ.)
2. Lax B., Button K. J. Microwave Ferrites and Ferrimagnets. New York, McGraw-Hill, 1962, 752 p.
3. Gurevich A. G., Melkov G. A. *Magnitnye kolebaniya i volny* [Magnetic Oscillations and Waves]. Moscow, Physmathlit, 1994, 464 p. (In Russ.)
4. Fay C. E., Comstock R. L. Operation of the Ferrite Junction Circulator. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques. 1965, vol. 13, iss. 1, pp. 15–27. doi: 10.1109/TMTT.1965.1125923
5. Vamberskij M. V., Abramov V. P., Kazancev V. I. *Konstruirovaniye ferritovykh razv'jazyvajushchih priborov SVCh* [Design of Ferrite Microwave De-coupling Devices]. Moscow, Radio and communications, 1982, 136 p. (In Russ.)
6. Il'chenko K. *Ferritovye i dielektricheskie rezonatory SVCh* [Ferrite and Dielectric Microwave Resonators]. Kiev, Izdatel'stvo Kievskogo universiteta, 1973, 175 p. (In Russ.)

7. Helszajn J. The Stripline Circulator. New Jersey, John Wiley & Sons, Inc, 2008, 592 p.
8. Linkhart D. K. Microwave Circulator Design. Norwood, Artech house, 2014, 364 p.
9. Helszajn J. Microwave Polarizers, Power Dividers, Phase Shifters, Circulators, and Switches. New Jersey, John Wiley & Sons, 2018, 352 p.
10. Fel'dshtejn A. L. *Spravochnik po elementam poloskovoj tekhniki* [Handbook of Strip Technology Elements]. Moscow, Svyaz', 1979, 336 p. (In Russ.)
11. Dul'nev G. N., Tihonov S. V. *Osnovy teorii teplo-massoobmena* [Fundamentals of Heat and Mass Transfer Theory]. SPb, SPbGUITMO, 2010, 93 p. (In Russ.)
12. Helszajn J., Tsounis B. Temperature Stability of Quality Factor of Junction Circulators. IEE Proc. Microw. Antennas Propag. 1995, vol. 142, no. 1, pp. 67–70.
13. Pozar D. M. Microwave engineering. New Jersey, John Wiley & Sons, 2005, 700 p.
14. Fusco V. Microwave Circuits. Analysis and Computer-Aided Design. New Jersey, Prentice-Hall Intern., 1987, 358 p.
15. Horowitz P., Hill W. The Art of Electronics. Cambridge, Cambridge Academ, 2015, 1220 p.

Information about the authors

Konstantin K. Fadeev – Engineer in Electronic Devices and Systems (2009, Saint Petersburg Electrotechnical University), the Head of the Laboratory of Ferrite-Domen Scientific Research Institute. The author of 3 scientific publications. Area of expertise: development of passive ECB and microwave devices.

Address: Ferrite-Domen Scientific Research Institute, 25, build. 3, let. B, Tsvetochnaya St., St Petersburg 196006, Russia
E-mail: fadeev-k-k@yandex.ru

Vadim M. Kislicyn – Master in Electronics and Nanoelectronics (2018, Saint Petersburg Electrotechnical University), the Lead Engineer of the Laboratory of Ferrite-Domen Scientific Research Institute. The author of 1 scientific publication. Area of expertise: development of passive ECB and microwave devices.

Address: Ferrite-Domen Scientific Research Institute, 25, build. 3, let. B, Tsvetochnaya St., St Petersburg 196006, Russia
E-mail: kislicyn-vadim@yandex.ru

Измерение нелинейных и динамических характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики

К. М. Полторыхин^{1,2✉}, Э. В. Семенов^{1,2}

¹ Институт сильноточной электроники Сибирского отделения
Российской академии наук, Томск, Россия

² Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники, Томск, Россия

✉ kpoltorykhin@inbox.ru

Аннотация

Введение. Расширение полосы частот и усложнение формы сигналов приводит к тому, что современными поведенческими моделями невозможно адекватно описать устройства основной полосы частот (до модулятора и после демодулятора). Для измерений устройств с выбросом на плоской вершине переходной характеристики (ПХ) можно использовать нелинейно-инерционную модель в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка, характеристики которой в настоящее время находятся вариационным методом. В данной статье представлен подход к измерению характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине ПХ, в рамках которого обработка результатов не требует применения вариационных алгоритмов и может быть квалифицирована как косвенные измерения характеристических функций нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка.

Цель работы. Рассмотреть подход к определению характеристик нелинейно-инерционных устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине ПХ посредством безытерационных вычислений из результатов прямых измерений.

Материалы и методы. Устройство с выбросом на плоской вершине ПХ представляется в виде эквивалентной схемы, которая выглядит как последовательное соединение катушки индуктивности и резистора, параллельно соединенных с конденсатором. Задача сводится к определению характеристических функций для каждого элемента: вольт-амперной (ВАХ), кулон-вольтовой (КВХ) и вебер-амперной (ВБАХ) характеристик посредством установления точки стробирования в разные моменты времени ПХ. В качестве объекта измерения был выбран осциллограф National Instruments PXI-5114.

Результаты. Разработанный метод измерения позволил безытерационно по косвенным измерениям определить ВАХ, КВХ и ВБАХ для устройства с выбросом на плоской вершине. Погрешность смоделированных с помощью этих характеристик ПХ по отношению к измеренным составила не более 9 %, что является удовлетворительным результатом.

Заключение. Предложенный безытерационный метод вычисления характеристических функций позволил определить независимо нелинейные характеристики устройств с выбросом на плоской вершине ПХ посредством установления точки стробирования в разные моменты времени и имеет перспективы к дальнейшему применению.

Ключевые слова: видеоимпульсные сигналы, нелинейные поведенческие модели, косвенные измерения, нелинейные искажения, кулон-вольтовая характеристика, вебер-амперная характеристика

Для цитирования: Полторыхин К. М., Семенов Э. В. Измерение нелинейных и динамических характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2025. Т. 28, № 4. С. 109–118.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-109-118

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

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

Статья поступила в редакцию 10.12.2024; принята к публикации после рецензирования 01.07.2025; опубликована онлайн 29.09.2025



Measuring the Nonlinear and Dynamic Characteristics of Baseband Devices with an Overshoot at the Flat Top of Transient Response

Kirill M. Poltorykhin^{1,2✉}, Edward V. Semyonov^{1,2}

¹Institute of High Current Electronics, Siberian Branch
of Russian Academy of Sciences, Tomsk, Russia

²Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia

✉ kpoltorykhin@inbox.ru

Abstract

Introduction. Bandwidth broadening and the growing complexity of the signal waveform result in the inadequacy of modern behavioral models used for simulating baseband devices (before and after the demodulator). To measure devices with an overshoot at the flat top of the transient response (TR), a nonlinear dynamic model in the form of a second-order recursive filter can be used, whose characteristics are currently determined by the variational method. This article presents an alternative approach to measuring the characteristics of baseband devices with an overshoot at the flat top of TR. In this approach, the processing of results does not involve variational algorithms; instead, it qualifies as an indirect measurement of the characteristic functions of a second-order nonlinear recursive filter.

Aim. To consider an approach to determining the characteristics of nonlinear dynamical baseband devices with an overshoot at the flat top of the TR using non-iterative calculations based on the results of direct measurements.

Materials and methods. A device with an overshoot at the flat top on the TR is simulated by an equivalent electrical circuit, consisting of an in-series connected inductor and resistor with a parallel connected capacitor. The task is to determine the characteristics of each component: the voltage-current characteristic (VCC), the charge-voltage characteristic (CVC), and the magnetic flux-current characteristic (MFCC). The measurement object was a National Instruments PXI-5114 oscilloscope.

Results. The developed measurement technique has made it possible to accurately determine VCC, CVC, and MFCC for a device with an overshoot at the flat top without the need for iterative calculations (using indirect measurements). The error in the simulated TR using these measurements in relation to the actual values did not exceed 9 %, which is an acceptable result.

Conclusion. The proposed method for calculating characteristic functions without the need for iterations allows for the independent determination of the nonlinear characteristics of devices with an overshoot at the flat top of TR by setting the strobing point at various moments in time. The method is promising for further applications.

Keywords: ultra-wideband signals, nonlinear behavioral models, indirect measurements, nonlinear distortions, charge-voltage characteristic, magnetic flux-current characteristic

For citation: Poltorykhin K. M., Semyonov E. V. Measuring the Nonlinear and Dynamic Characteristics of Baseband Devices with an Overshoot at the Flat Top of Transient Response. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2025, vol. 28, no. 4, pp. 109–118.

doi: 10.32603/1993-8985-2025-28-4-109-118

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

Source of funding. The work has performed within the state assignment of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (the project no. FWRM-2024-0001).

Submitted 10.12.2024; accepted 01.07.2025; published online 29.09.2025

Введение. Развитие сверхширокополосных и видеоимпульсных радиотехнических систем приводит к тому, что необходимо каким-то способом моделировать устройства, входящие в такие системы. Если для радиочастотных устройств (после модулятора и до демодулятора) модели известны [1–2], то для

устройств основной полосы частот (до модулятора и после демодулятора) так и не появилось широко применяемых моделей.

Для моделирования можно использовать SPICE-модели [3], но для этого необходимо знать внутреннюю структуру устройства на уровне принципиальной схемы, что не всегда

Измерение нелинейных и динамических характеристик устройств основной полосы частот с выбросом на плоской вершине переходной характеристики
Measuring the Nonlinear and Dynamic Characteristics of Baseband Devices with an Overshoot at the Flat Top of Transient Response

удобно, когда устройство имеет несколько каскадов и активных элементов.

Для описания устройств на уровне высокой абстракции используются поведенческие модели [4–9] (модели "черный ящик"), которые не требуют знания устройства моделируемого объекта. В этом случае формально описывается связь выходного сигнала с входным. В качестве поведенческих моделей широко известны модели полигармонических искажений (Х-параметры) [7–9]. Данные модели могут работать исключительно при гармонических или полигармонических воздействиях, спектр которых узкополосный. С усложнением формы сигналов и расширением полосы частот [10] такие модели перестают быть адекватными.

Нелинейно-инерционные модели для описания устройств основной полосы частот известны [4–6], но они де-факто не стали широко используемыми в инженерной практике из-за сложностей в отыскании системы характеристических функций, количество которых может достигать девяти и более. Известны также модели [11–13] на основе теории расщепления сигналов в виде нелинейных трансверсальных фильтров. Однако трансверсальная структура таких фильтров не соответствует устройствам с рециркуляцией энергии, в том числе с экспоненциальными и колебательными переходными характеристиками (ПХ).

Ранее авторами статьи были представлены нелинейные динамические модели в виде нелинейных рекурсивных фильтров [14–16], с помощью которых можно достаточно просто смоделировать поведение устройств основной полосы частот. За счет применения интеграторов в обратных связях такие фильтры позволяют моделировать экспоненциальные и колебательные процессы в ПХ [17].

Для характеристики устройств без выброса на плоской вершине был разработан метод измерения на основе нелинейного рекурсивного фильтра первого порядка [14]. Измерение сводится к прямым измерениям ПХ устройства, из которых косвенными расчетами определяются нелинейные характеристические функции элементов эквивалентной схемы в виде параллельной RC -цепи: вольт-амперная (ВАХ) и кулон-вольтная (КВХ) характеристики.

Повышение порядка фильтра позволяет расширить класс объектов измерения, к которому могут относиться и устройства с выбросом на плоской вершине ПХ.

В настоящее время характеристические функции нелинейного фильтра второго порядка определяются с помощью вариационного метода [16]. Это усложняет расчет погрешностей измерения, поскольку не заданы расчетные формулы для определения характеристических функций по результатам прямых измерений ПХ. Поэтому разработка метода для расчета характеристических функций модели устройства по принципам косвенных измерений позволит, как и в случае с моделью первого порядка, метрологически правильно и прозрачно оценить погрешность измерения.

Цель настоящей статьи – рассмотреть подход к определению характеристик нелинейно-инерционных устройств с выбросом на плоской вершине ПХ по измеренному семейству ПХ посредством безытерационных (прямых) вычислений.

Используемая нелинейно-инерционная модель устройств. Эквивалентная схема нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка представляет собой двухполюсник, состоящий из последовательно соединенных катушки индуктивности и резистора, параллельно которым присоединен конденсатор (рис. 1, а) [15].

На вход схемы подается ток, выходным сигналом является отклик по напряжению. Если на вход подается напряжение, то оно пересчитывается во входной ток согласно выражению

$$i_{\text{in}}(t) = u_{\text{in}}(t)/\rho,$$

где $i_{\text{in}}(t)$ – ток волны, падающей на вход устройства; $u_{\text{in}}(t)$ – напряжение падающей волны; ρ – волновое сопротивление подводящей линии.

Конденсатор в эквивалентной схеме отвечает за зависимость крутизны фронта переходной характеристики от входного сигнала. Резистор характеризует зависимость выходного сигнала от входного на плоской вершине переходной характеристики. Индуктивность влияет на выброс на плоской вершине переходной характеристики.

Согласно эквивалентной схеме можно составить структурную схему фильтра (рис. 1, б). На вход вычитателя А1 подается входной сигнал в виде тока. Согласно первому закону Кирхгофа ток, протекающий через конденса-

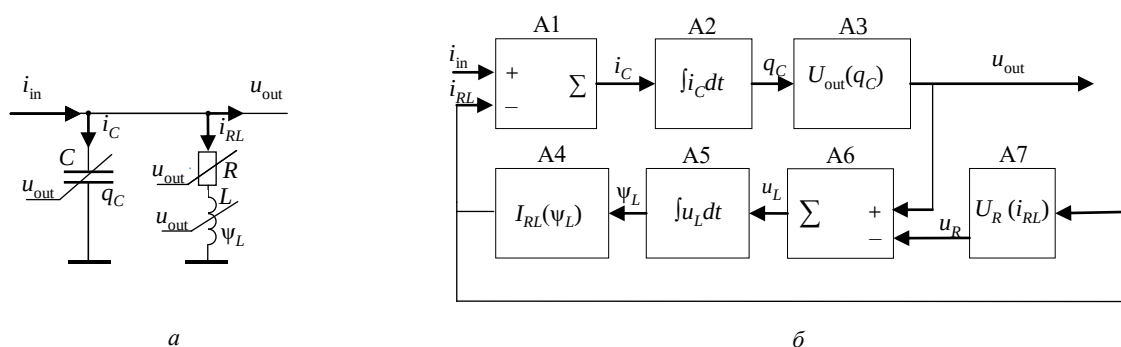


Рис. 1. Эквивалентная схема нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка (а) и его структурная схема (б)

Fig. 1. Functional diagram of a nonlinear second order recursive filter (a) and its equivalent circuit (b)

тор, определится как разница между входным током и током, протекающим через последовательную RL -цепь. Напряжение на конденсаторе является функцией заряда $U_{out}(q_C)$ (узел A3), поэтому в модель добавлен интегратор A2, который позволяет найти заряд q_C интегрированием тока по времени.

По обратной связи напряжение с конденсатора u_{out} подается на вычитатель A6, с помощью которого находится напряжение на индуктивности u_L . На этот же вычитатель подается напряжение на резисторе $U_R(i_{RL})$ (блок A7). Ток $I_{RL}(\psi_L)$, протекающий через RL -цепь, определяется как функция от магнитного потока ψ_L , который, в свою очередь, находится интегрированием напряжения на индуктивности u_L по времени (блок A5).

Характеристическими функциями для модели второго порядка являются BAX $U_R(i_{RL})$, KBX $U_{out}(q_C)$ и вебер-амперная характеристика (B6AX) $I_{RL}(\psi_L)$.

Поскольку осциллограф регистрирует ПХ в цифровой форме, симуляция в соответствии с представленной на рис. 1 моделью выполняется в цифровой форме с помощью следующих математических выражений:

$$i_C(j) = i_{in}(j) - i_{RL}(j-1); \quad (1)$$

$$q_C(j) = q_C(j-1) + \Delta t [i_C(j) + i_C(j-1)]/2; \quad (2)$$

$$u_{out}(j) = U_{out}[q_C(j)];$$

$$u_L(j) = u_{out}(j) - U_R[i_{RL}(j-1)];$$

$$\psi_L(j) = \psi_L(j-1) + \Delta t [u_L(j) + u_L(j-1)]/2;$$

$$i_{RL}(j) = I_{RL}[\psi_L(j)],$$

где j – номер отсчета; Δt – шаг дискретизации.

Объект и средства измерения. В качестве исследуемого объекта использовался осциллограф National Instruments PXI-5114 [17], который по своим характеристикам (полоса частот 125 МГц, разрядность 8 бит, время нарастания не более 3.5 нс) схож с широко используемыми в настоящее время устройствами оцифровки для основной полосы частот.

Регистрировались семейства ПХ осциллографа при подаче на его вход ступенчатых импульсов амплитудой от 10 до 100 мВ с шагом 10 мВ (рис. 2), полученных с генератора сигналов Siglent SDG-7102A [18] с временем нарастания 350 пс.

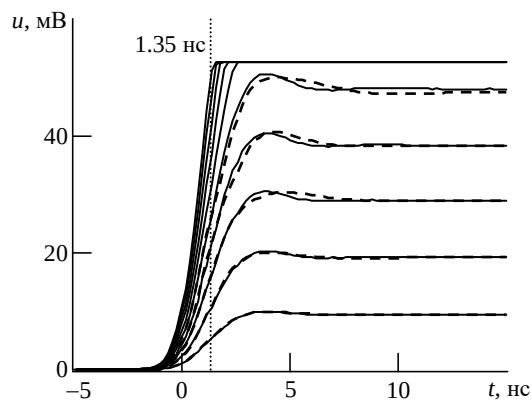


Рис. 2. Семейство переходных характеристик осциллографа National Instrument PXI-5114: сплошные кривые – измеренные характеристики; штриховые кривые – рассчитанные с использованием характеристик модели объекта

Fig. 2. The set of transient responses of the National Instrument PXI-5114 oscilloscope: solid curves is the measured characteristics; dashed curves – calculated using the characteristics of the object model

Метод независимого измерения KBX. Метод измерения BAX и KBX для модели фильтра

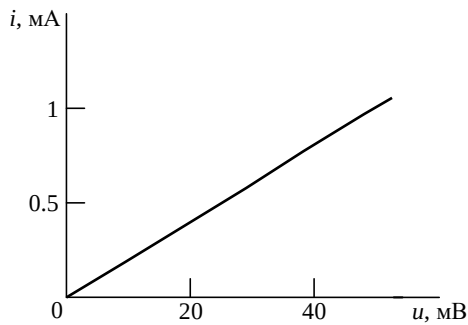


Рис. 3. Вольт-амперная характеристика осциллографа National Instruments PXI-5114

Fig. 3. Voltage-current characteristic of the National Instruments PXI-5114 oscilloscope

первого порядка основывался на стробировании ПХ на плоской вершине.

ВАХ при этом можно определить однозначно для фильтра любого порядка (рис. 3), если установить точку стробирования на плоской вершине. Стробирование выполнено в момент времени 14 нс. Во всем диапазоне измерения ВАХ близка к линейной. Ее наклон определяется волновым сопротивлением подводящей линии 50 Ом.

Определить независимо эквивалентную емкость и индуктивность на плоской вершине невозможно из-за частичной компенсации инерционности индуктивности емкостью.

Из [20] известно, что эквивалентная емкость влияет на крутизну фронта в начале переходного процесса, поэтому целесообразно перенести точку стробирования для измерения КВХ в начало фронта (в область, где влияние индуктивности минимально).

Однако на фронте ПХ напряжение и заряд не достигают максимальных значений. Для того чтобы построить КВХ вплоть до верхней границы динамического диапазона объекта, предлагается подавать на вход тестовые воздействия, вызывающие "перегрузку" объекта на плоской вершине. Это позволит в точке стробирования на фронте сигнала получить КВХ во всем диапазоне выходных напряжений объекта (рис. 2).

Сравним метод измерения КВХ на фронте ПХ с вариационным методом. Для этого определим референсные значения (в режиме малого сигнала при амплитуде входного сигнала 10 мВ) емкости и индуктивности в эквивалентной схеме на рис. 1, а. Линейная емкость и индуктивность $C_0 = q/u$ и $L_0 = \psi/i$ для этой кривой определяются вариационным методом

для достижения наилучшего соответствия измеренной и смоделированной ПХ [16]. Значение емкости C_0 составило 28 пФ, индуктивность L_0 равна 37 нГн.

Выбранный объект измерения слабонелинеен, однако для объекта измерения с сильной нелинейностью ВБАХ может значительно отличаться от линейной, а индуктивность – от постоянного значения. Поэтому основная задача проверки метода – выяснить, насколько сильно влияет отклонение L_0 от действительного значения на результат измерения емкости (или заряда) в схеме на рис. 1, а.

Вначале попробуем обойтись без конкретных числовых значений индуктивности. В первом случае полагаем, что сопротивление RL -цепочки бесконечно велико, поэтому весь входной ток i_{in} равен емкостному току i_C , протекающему через конденсатор. Далее заряд находится интегрированием по времени (2) (рис. 4, верхняя кривая). Второй случай является противоположным: принимаем сопротивление индуктивности бесконечно малым. Фактически, это соответствует модели первого порядка [14]. Емкостный ток i_C находится как разность входного тока i_{in} и тока, протекающего через резистор i_R :

$$i_C(j) = i_{in}(j) - i_R(j-1).$$

Заряд на конденсаторе по-прежнему определяется интегрированием по времени (2) (рис. 4, нижняя кривая).

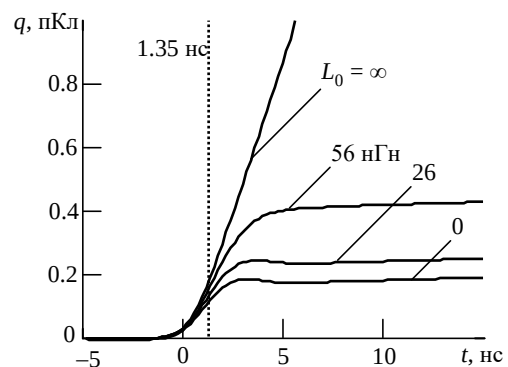


Рис. 4. Расчетные значения заряда конденсатора как функции времени при амплитуде входного тока 0.2 мА и при разных предположениях о индуктивности (пунктирная линия – момент стробирования)

Fig. 4. Charge versus time at an input current amplitude of 0.2 mA and under different assumptions about inductance (the dotted line is the moment of strobing)

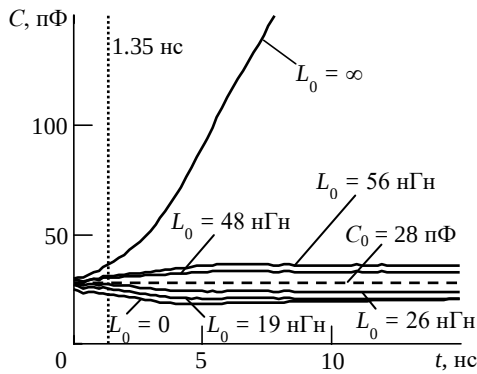


Рис. 5. Расчетные значения емкости как функции времени при амплитуде входного тока 0.2 мА и при разных предположениях о индуктивности (штриховая линия – референсная емкость C_0 ; пунктирная линия – точка стробирования на фронте ПХ)

Fig. 5. Capacitance versus time at an input current amplitude of 0.2 mA and under different assumptions about inductance (the dashed line is the reference capacitance C_0 ; the dotted line is the strobing point on front of transient response)

Удобней оценивать отклонение от действительных значений емкости, а не заряда. Поэтому на рис. 5 приведены зависимости расчетного значения емкости от времени (как результат деления кривых заряда из рис. 4 на кривые выходного напряжения (см. рис. 2, сплошные кривые)).

Из верхней и нижней кривых на рис. 5 видно, что при стробировании на плоской вершине ПХ (7 нс и далее) отклонение измеренного значения емкости от действительного составляет (+361/–34) %, что делает измерение некорректным.

Из того же рис. 5 видно, что при перемещении момента стробирования на фронт погрешность измерения существенно уменьшается. Однако при смещении точки стробирования левее, чем 1.35 нс, будет уменьшаться диапазон измерения KBX по напряжению (см. рис. 2), а следовательно, и по заряду. В точке стробирования 1.35 нс для предположений $L_0 = \infty$ и $L_0 = 0$ погрешность получается соответственно (+30/–19) %. При этом уже можно говорить об измерении с определенной погрешностью, однако для ряда задач погрешность слишком велика.

Предложение для дальнейшего уменьшения погрешности измерения KBX состоит в том, чтобы определить начальное приближение для индуктивности в схеме на рис. 1, а по малосигнальной кривой (см. рис. 2, нижняя кривая).

При известной референсной индуктивности L_0 ток RL -цепи i_{RL} определяется по системе рекурсивных формул:

$$u_L(j) = u_{out}(j) - U_R[i_{RL}(j-1)];$$

$$\psi_L(j) = \psi_L(j-1) + \Delta t[u_L(j) + u_L(j-1)]/2;$$

$$i_{RL}(j) = \psi_L(j)/L_0.$$

Далее рассчитанный ток RL -цепи подставляется в (1) и по (2) находится заряд на конденсаторе.

Как уже отмечалось, малосигнальное значение индуктивности равно 37 нГн. За счет нелинейности устройства при больших сигналах индуктивность может отклоняться от этого значения. В качестве максимально допустимой нелинейности по индуктивности примем ± 50 %. Тогда потребуется оценить влияние на погрешность измерения KBX такого отклонения по индуктивности.

Из рис. 5 (кривые для 19 и 56 нГн) получаем, что погрешность измерения KBX при таких предположениях об индуктивности составляет (+10/–11) %. Для нелинейности по индуктивности в пределах ± 30 % (кривые для 26 и 48 нГн) получаем погрешность измерения KBX (+4/–6) %, что типично для поведенческих моделей.

Теперь построим KBX в целом, выполняя стробирование всех приведенных на рис. 2 кривых в точке 1.35 нс, что дает охват полного диапазона измеряемых напряжений (рис. 6, сплошная кривая). Для оценки влияния неопределенности по индуктивности выполним также расчет KBX при отклонениях от референсной индуктивности L_0 на ± 30 % (рис. 6, верхняя и нижняя кривые). Методическая по-

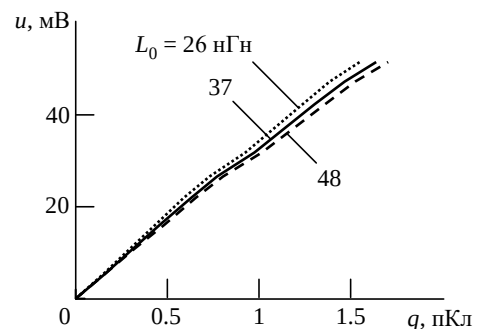


Рис. 6. Кулон-вольтовая характеристика осциллографа National Instruments PXI-5114 (средняя кривая) вместе с методической погрешностью измерения (верхняя и нижняя кривые)

Fig. 6. Charge–voltage characteristic of the National Instruments PXI-5114 oscilloscope (medium curve) with the measurement error (upper and lower curves)

грешность измерения КВХ, вызванная фактором неопределенности индуктивности в эквивалентной схеме, не превышает $+4/-6\%$.

Измерение характеристики нелинейности в области осцилляций. Определив КВХ и ВАХ, по остаточному принципу можем найти ВБАХ. Для этого по измеренной КВХ находим заряд конденсатора q_C . Дифференцируя заряд q_C по времени, находим емкостный ток i_C . Разница входного i_{in} и емкостного токов i_C даст ток в RL -цепи i_{RL} . Так как ток i_{RL} в последовательной цепи будет одинаков для всех элементов, рассчитывается падение напряжения на резисторе u_R с учетом измеренной ВАХ. Вычитая из выходного напряжения u_{out} напряжение на резисторе u_R , находим падение напряжения на индуктивности u_L . Интегрируя полученное напряжение на индуктивности по времени, получаем магнитный поток индуктивности ψ_L .

Алгоритм измерения ВБАХ математически можно записать следующим образом:

$$q_C(j) = Q[u_{out}(j)];$$

$$i_C(j) = [q_C(j) - q_C(j-1)]/\Delta t;$$

$$i_{RL}(j) = i_{in}(j) - i_C(j);$$

$$u_L(j) = u_{out}(j) - U_R[i_{RL}(j)];$$

$$\psi_L(j) = \psi_L(j-1) + \Delta t[u_L(j) + u_L(j-1)]/2.$$

Измеренный ток RL -цепи i_{RL} и магнитный поток ψ_L представлены на рис. 7 и 8. Получа-

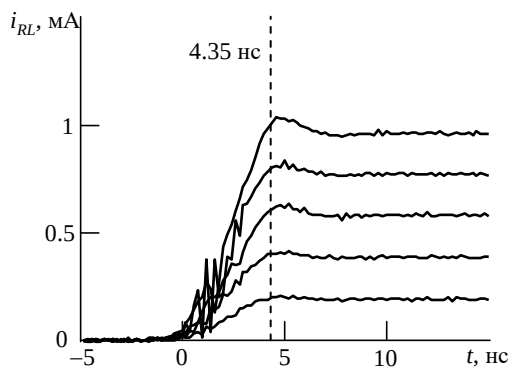


Рис. 7. Семейство токов RL -цепи $i_{RL}(t)$ осциллографа National Instruments PXI-5114

Fig. 7. Set of current RL -scheme $i_{RL}(t)$ of the National Instruments PXI-5114 oscilloscope

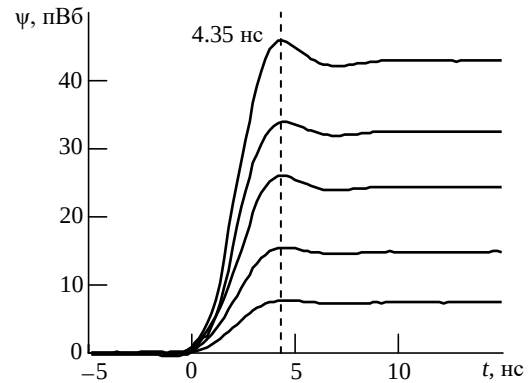


Рис. 8. Семейство магнитных потоков $\psi_L(t)$ осциллографа National Instruments PXI-5114

Fig. 8. Set of magnetic flux $\psi_L(t)$ of the National Instruments PXI-5114 oscilloscope

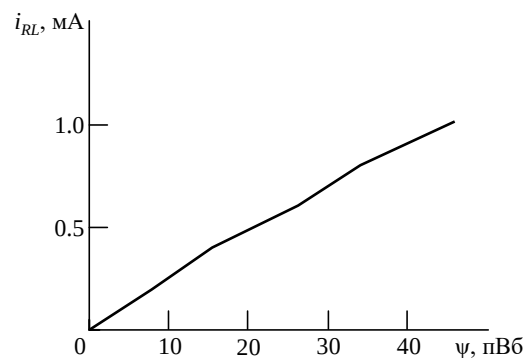


Рис. 9. Вебер-амперная характеристика осциллографа National Instruments PXI-5114

Fig. 9. Magnetic flux–current characteristic of the National Instruments PXI-5114 oscilloscope

емые знакопеременные погрешности на фронте тока RL -цепи i_{RL} связаны с использованием дифференцирования для нахождения тока конденсатора. В целом на измерение ВБАХ это не повлияет, так как стробирование происходит в момент наблюдения максимума магнитного потока (момент времени 4.35 нс на рис. 7). Для стробирования выбираются первые 5 кривых до области ограничения. Получаемая ВБАХ представлена на рис. 9.

При подстановке измеренных ВАХ, КВХ и ВБАХ в модель на рис. 1 были рассчитаны модельные ПХ объекта измерения (см. рис. 2, штриховые кривые). Погрешность моделирования относительно измеренных ПХ составила не более 9 %, что удовлетворительно для поведенческих моделей.

Заключение. Предложен метод измерения характеристик цепей основной полосы частот с выбросом на плоской вершине на основе

модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка.

Система характеристик цепи в данном случае включает ВАХ, КВХ и ВБАХ нелинейных резистора, конденсатора и индуктивности, входящих в эквивалентную схему нелинейного фильтра.

Предложенный метод измерения позволяет измерить КВХ независимо от вебер-амперной без использования вариационных (оптимизационных) процедур (что важно при расчете погрешности измерения). Это достигается за счет перемещения точки стробирования заряда конденсатора на фронт с одновременным увеличением амплитуды

тестового воздействия. Вебер-амперная характеристика измеряется по остаточному принципу в точке максимального магнитного потока.

В качестве примера приведено измерение характеристик осциллографа National Instruments PXI-5114. Методическая погрешность измерения КВХ не превысила $+4/-6\%$. Погрешность моделирования ПХ объекта по измеренным ВАХ, КВХ и ВБАХ не более 9% (по отношению к результатам измерения). Полученные результаты являются удовлетворительными для поведенческого моделирования, что свидетельствует о корректности выбранного метода измерения.

Список литературы

1. Al-kanan H., Li F., Tafuri F. F. Extended Saleh model for behavioral modeling of envelope tracking power amplifiers // IEEE 18th Wireless and Microwave Technology Conf. (WAMICON), Cocoa Beach, USA, 24–25 Apr. 2017. IEEE, 2017. P. 1–4. doi: 10.1109/WAMICON.2017.7930244
2. Tafuri F. F., Larsen T. Extended Cann model for behavioral modeling of envelope tracking power amplifiers // Intern. Symp. on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, Naha, Japan, 12–15 Nov. 2013. IEEE, 2013. P. 670–673. doi: 10.1109/ISPACS.2013.6704633
3. Gao X., Zhou Z. L., He M. J. SPICE modeling of wideband RF front-end for electromagnetic coupling analyses // IEEE 5th Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility (EMC-Beijing), Beijing, China, 28–31 Oct. 2017. IEEE, 2017. P. 1–4. doi: 10.1109/EMC-B.2017.8260410
4. Nonlinear System and Subsystem Modeling in the Domain / M. I. Sobhy, E. A. Hosny, M. W. R. Ng, E. A. Bakkar // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1996. Vol. 44, № 12. P. 2571–2579. doi: 10.1109/22.554605
5. Pedro J. C., Maas S. A. A Comparative Overview of Microwave and Wireless Power-Amplifier Behavioral Modeling Approaches // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005. Vol. 53, № 4. P. 1150–1163. doi: 10.1109/TMTT.2005.845723
6. Systematic Behavioral Modeling of Nonlinear Microwave/RF Circuits in the Time Domain Using Techniques from Nonlinear Dynamical Systems / D. E. Root, J. Wood, N. Tufillaro, D. Schreurs, A. Pekker // Proc. of the IEEE Intern. Workshop on Behavioral Modeling and Simulation, Santa Rosa, USA, 08 Oct. 2002. IEEE, 2002. P. 71–74. doi: 10.1109/BMAS.2002.1291060
7. Broad-band Poly-Harmonic Distortion (PHD) Behavioral Models from Fast Automated Simulations and Large-Signal Vectorial Network Measurements /
8. D. E. Root, J. Verspecht, D. Sharrit, J. Wood, A. Cognata // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005. Vol. 53, № 11. P. 3656–3664. doi: 10.1109/TMTT.2005.855728
9. Adonyev O., Izhutkin V. Development of Broadband Transceiver Module for S-band Antenna Array using mathematical model of X-parameters: Transmission Path // Intern. Youth Conf. on Radio Electronics, Moscow, Russia, 12–14 March 2020. IEEE, 2020. P. 1–6. doi: 10.1109/REEPE49198.2020.9059184
10. Amini A. R., Boumaiza S. Time-invariant behavioral modeling for harmonic balance simulation based on waveform shape maps // IEEE MTT-S Intern. Conf. on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), Ottawa, Canada, 11–14 Aug. 2015. IEEE, 2015. P. 1–3. doi: 10.1109/NEMO.2015.7415098
11. Multistate Digital Predistortion of Nonlinear Effect in PD-NOMA System / B. Li, X. Hu, N. Kan, B. Peng, W. Wang, F. M. Ghannouchi // IEEE Microwave and Wireless Technology Let. 2024. Vol. 34, № 1. P. 103–106. doi: 10.1109/LMWT.2023.3333885
12. Лабутин С. А. Коррекция нелинейно-инерционных искажений импульсных сигналов в измерительных преобразователях // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. 1989. Вып. 1. С. 9–15.
13. Лабутин С. А. Оценивание и коррекция динамических искажений сигналов на основе нелинейных моделей средств измерений // Измерительная техника. Метрология. 1986. № 12. С. 22–29.
14. Ланнэ А. А. Синтез нелинейных систем. Нерекурсивные системы, детерминированный случай // Электронное моделирование. 1980. № 1. С. 60–68.
15. Назаров М. А., Семенов Э. В. Минималистичная система характеристик нелинейных видеоимпульсных устройств и ее измерение // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 4. С. 123–132. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-4-123-132

15. Semyonov E. V. Simple Behavioral Model of Baseband Pulse Devices in the Form of a Second-Order Nonlinear Recursive Filter // IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs. 2021. Vol. 68, № 6. P. 2192–2196.

doi: 10.1109/TCSII.2020.3048819

16. Назаров М. А., Семенов Э. В. Анализ нелинейно-инерционных свойств устройств оцифровки с использованием их модели в виде нелинейного рекурсивного фильтра // Докл. ТУСУР. 2022. Т. 25, № 4. С. 110–114.

doi: 10.21293/1818-0442-2022-25-4-110-114

17. Singleton H. E. Theory of Nonlinear Transducers // MIT. Research Lab. of electronics. Tech. rep. URL:

<https://dspace.mit.edu/bitstream/handle/1721.1/4896/RLE-TR-160-04722817.pdf> (дата обращения 30.04.2023)

18. PXI-5114 Specification. URL: <https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/pxi-5114-specs/page/specs.html> (дата обращения 01.11.2022).

19. Waveform Generator Siglent SDG7000A. URL: <https://www.siglenteu.com/waveform-generators/sdg7000a-arbitrary-waveform-generator/> (дата обращения 28.08.2024).

20. Семенов Э. В. Анализ состава нелинейных искажений при видеоимпульсных воздействиях с применением поведенческих нелинейных моделей электрических цепей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 29–39.
doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-29-39

Информация об авторах

Полторыхин Кирилл Михайлович – магистр по специальности "Информатика и вычислительная техника" (2024, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники), младший научный сотрудник Института сильноточной электроники Сибирского отделения РАН, аспирант кафедры радиоэлектроники и систем связи Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор девяти научных публикаций. Сфера научных интересов – поведенческое моделирование устройств и систем; нелинейная видеоимпульсная локация.

Адрес: Институт сильноточной электроники Сибирского отделения РАН, пр. Академический, д. 2/3, Томск, 634055, Россия

E-mail: kpoltorykhin@inbox.ru

<https://orcid.org/0000-0002-2149-1035>

Семенов Эдуард Валерьевич – доктор технических наук (2012), доцент (2009), старший научный сотрудник Института сильноточной электроники Сибирского отделения РАН, профессор кафедры радиоэлектроники и систем связи Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор более 160 научных и учебно-методических работ. Сфера научных интересов – синтез нелинейных моделей элементов и устройств для импульсных режимов; измерение нелинейных искажений сложных сигналов; диагностические и локационные системы с использованием нелинейного отклика на импульсные воздействия.

Адрес: Институт сильноточной электроники Сибирского отделения РАН, пр. Академический, д. 2/3, Томск, 634055, Россия

E-mail: edwardsemyonov@narod.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5470-1185>

References

1. Al-kanan H., Li F., Tafuri F. F. Extended Saleh model for Behavioral Modeling of Envelope Tracking Power Amplifiers. IEEE 18th Wireless and Microwave Technology Conf. (WAMICON), Cocoa Beach, USA, 24–25 Apr. 2017. IEEE, 2017, pp. 1–4.

doi: 10.1109/WAMICON.2017.7930244

2. Tafuri F. F., Larsen T. Extended Cann Model for Behavioral Modeling of Envelope Tracking Power Amplifiers. Intern. Symp. on Intelligent Signal Processing and Communication Systems, Naha, Japan, 12–15 Nov. 2013. IEEE, 2013, pp. 670–673.

doi: 10.1109/ISPACS.2013.6704633

3. Gao X., Zhou Z. L., He M. J. SPICE Modeling of Wideband RF Front-End for Electromagnetic Coupling Analyses. IEEE 5th Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility (EMC-Beijing), Beijing, China, 28–31 Oct. 2017. IEEE, 2017, pp. 1–4.

doi: 10.1109/EMC-B.2017.8260410

4. Sobhy M. I., Hosny E. A., Ng M. W. R., Bakkar E. A. Nonlinear System and Subsystem Modeling

in the Domain. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1996, vol. 44, no. 12, pp. 2571–2579.

doi: 10.1109/22.554605

5. Pedro J. C., Maas S. A. A Comparative Overview of Microwave and Wireless Power-Amplifier Behavioral Modeling Approaches. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005, vol. 53, no. 4, pp. 1150–1163.

doi: 10.1109/TMTT.2005.845723

6. Root D. E., Wood J., Tuffiaro N., Schreurs D., Pekker A. Systematic Behavioral Modeling of Nonlinear Microwave/RF Circuits in the Time Domain Using Techniques from Nonlinear Dynamical Systems. Proc. of the IEEE Intern. Workshop on Behavioral Modeling and Simulation, Santa Rosa, USA, 08 Oct. 2002. IEEE, 2002, pp. 71–74.

doi: 10.1109/BMAS.2002.1291060

7. Root D. E., Verspecht J., Sharrit D., Wood J., Cognata A. Broad-band Poly-Harmonic Distortion (PHD) Behavioral Models from Fast Automated

Simulations and Large-Signal Vectorial Network Measurements. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005, vol. 53, no. 11, pp. 3656–3664.
doi: 10.1109/TMTT.2005.855728

8. Adonyev O., Izhutkin V. Development of Broadband Transceiver Module for S-band Antenna Array using mathematical model of X-parameters: Transmission Path. Intern. Youth Conf. on Radio Electronics, Moscow, Russia, 12–14 March 2020. IEEE, 2020, pp. 1–6.
doi: 10.1109/REEPE49198.2020.9059184

9. Amini A. R., Boumaiza S. Time-invariant Behavioral Modeling For Harmonic Balance Simulation Based On Waveform Shape Maps. IEEE MTT-S Intern. Conf. on Numerical Electromagnetic and Multiphysics Modeling and Optimization (NEMO), Ottawa, Canada, 11–14 Aug. 2015. IEEE, 2015, pp. 1–3.
doi: 10.1109/NEMO.2015.7415098

10. Li B., Hu X., Kan N., Peng B., Wang W., Ghannouchi F. M. Multistate Digital Predistortion of Nonlinear Effect in PD-NOMA System. IEEE Microwave and Wireless Technology Let. 2024, vol. 34, no. 1, pp. 103–106.
doi: 10.1109/LMWT.2023.3333885

11. Labutin S. A. Correction of Nonlinear Inertial Distortions of Pulse Signals in Measuring Transducers, Communication Equipment. Ser.: Radio Measuring Equipment. 1989, iss. 1, pp. 9–15. (In Russ.)

12. Labutin S. A. Estimation and Correction of Dynamic Signal Distortions Based on Nonlinear Models of Measuring Instruments. Measuring Equipment. Metrology. 1986, no. 12, pp. 22–29. (In Russ.)

13. Lanne A. A. Synthesis of Nonlinear Systems. Non-Recursive Systems, Deterministic Case, Electronic Modeling. 1980, no. 1, pp. 60–68. (In Russ.)

14. Nazarov M. A., Semenov E. V. Minimalistic System of Characteristics of Non-linear Baseband Pulse Devices and Its Measurement. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 4, pp. 123–132. (In Russ.)

doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-4-123-132

15. Semyonov E. V. Simple Behavioral Model of Baseband Pulse Devices in the Form of a Second-Order Nonlinear Recursive Filter. IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs. 2021, vol. 68, no. 6, pp. 2192–2196.

doi: 10.1109/TCSII.2020.3048819

16. Nazarov M. A. Semyonov E. V. Simple Behavioral Model of a Recording Device Using a Second-Order Non-Linear Recursive Filter. Proc. TUSUR. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 110–114. (In Russ.)
doi: 10.21293/1818-0442-2022-25-4-110-114

17. Singleton H. E. Theory of Nonlinear Transducers. MIT. Research Lab. of electronics. Tech. rep. Available at: <https://dspace.mit.edu/bitstream/handle/1721.1/4896/RLE-TR-160-04722817.pdf> (accessed 30.04.2023).

18. PXI-5114 Specification. Available at: <https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/pxi-5114-specs/page/specs.html> (accessed 01.11.2022).

19. Waveform Generator Siglent SDG7000A. Available at: <https://www.siglenteu.com/waveform-generators/sdg7000a-arbitrary-waveform-generator/> (accessed 28.08.2024).

20. Semyonov E. V. Analysis of the Structure of Nonlinear Distortions at Baseband Pulse Impacts Using Behavioral Nonlinear Models of Electrical Circuits. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 29–39. (In Russ.)
doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-29-39

Information about the authors

Kirill M. Poltorykhin, Master's degree in Computer Science and Engineering (2024, Tomsk State University of Control System and Radioelectronics), Junior Researcher of the Institute of High Current Electronics of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Postgraduate student of the Department of Radioelectronics and Communication Systems of the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of 9 scientific publications. Area of expertise: behavioral modeling of devices and systems; nonlinear video pulse location. Address: Institute of High Current Electronics, Siberian Branch of Russian Academy of Sciences, 2/3, Akademicheskoy Ave., Tomsk 634055, Russia
E-mail: kpoltorykhin@inbox.ru
<https://orcid.org/0000-0002-2149-1035>

Edward V. Semyonov, Dr Sci. (Eng.) (2012), Associate Professor (2009), Senior Researcher of Institute of High Current Electronics of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Professor of the Department of Radioelectronics and Communication Systems of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of more than 160 scientific publications. Area of expertise: synthesis of nonlinear models for elements and devices at pulse impacts; measurement of nonlinear distortions of complex signals; diagnostic and radar systems with analysis of nonlinear response to pulse impacts. Address: Institute of High Current Electronics, Siberian Branch of Russian Academy of Sciences, 2/3, Akademicheskoy Ave., Tomsk 634055, Russia
E-mail: edwardsemyonov@narod.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5470-1185>

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 (Acknowledgements);
 - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
- Приложения (при наличии).
- Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
- Список литературы (библиографический список);
- Информация об авторах.

Название статьи должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

Авторство и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

Аннотация представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

Введение. Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

Цель работы. Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

Материалы и методы. Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

Результаты. Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

Обсуждение (Заключение). Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

Ключевые слова – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

Введение. Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

Методы. Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

Результаты. В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

Обсуждение (Заключение и Выводы). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

Список литературы (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации

оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее и нижнее 2.5 см, левое и правое 2.25 см; колонтитулы – верхний 1.5 см, нижний 2.5 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта основного текста 11 pt, остальных сведений 10 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует номенклатуре научных специальностей:

2.2 – Электроника, фотоника, приборостроение и связь:

- 2.2.1 – Вакуумная и плазменная электроника.
- 2.2.2 – Электронная компонентная база микро- и наноэлектроники, квантовых устройств.
- 2.2.3 – Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники.
- 2.2.4 – Приборы и методы измерения (по видам измерений).
- 2.2.5 – Приборы навигации.
- 2.2.6 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы.

2.2.7 – Фотоника.

2.2.8 – Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды.

2.2.9 – Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры.

2.2.10 – Метрология и метрологическое обеспечение.

2.2.11 – Информационно-измерительные и управляющие системы.

2.2.12 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения.

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

2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.

2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

2.2.16 – Радиолокация и радионавигация.

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и нанoeлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- 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, д. 5 Ф, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

Известия высших учебных заведений России. **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**
Journal of the Russian Universities. **RADIOELECTRONICS**

Том 28 № 4 2025

Vol. 28 No. 4 2025

Научные редакторы А. М. Мончак, П. В. Апалина
Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Компьютерная верстка Е. И. Третьяковой

Science Editors A. M. Monchak, P. V. Apalina
Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek
DTP Professional E. I. Tretyakova

Подписано в печать 28.09.25. Дата выхода в свет 29.09.25.
Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Печать цифровая.
Уч.-изд. л. 16.12. Печ. л. 15.5. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 107.
Цена свободная.

Signed to print 28.09.25. Publication date 29.09.25.
Sheet size 60×84 1/8. Educational-ed. liter. 16.12. Printed sheets 15.5.
Number of copies 300. Printing plant 1–150 copies. Order no. 107.
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