

DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 27 № 2 2024

Journal of the Russian Universities **RADIOELECTRONICS**

Vol. 27 No. 2 2024

Санкт-Петербург Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2024

Saint Petersburg ETU Publishing house

—-{\/---Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника

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, Bielefild Academic Search Engine,

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., президент, 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

Маtthias 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 LAHDERANTA, 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

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

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

Google Scolar, Library of Congress, Recearch4life, 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

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. М. УСТИНОВ,** д.ф.-м.н., чл.-кор. РАН, директор, Центр микроэлектроники и субмикронных

гетероструктур РАН, 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

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

 - знакомить читателей с передовым мировым опытом внедрения научных разработок;

- привлекать перспективных молодых специалистов
- к научной работе в сфере радиоэлектроники;

- информировать читателей о проведении симпозиумов, конференций и семинаров в области радиоэлектроники



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0

Registered by the Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media (PI № FS77-74297 from 09.11.2018).

Subscription index in JSC "Post of Russia" catalogue is IT4296 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, Bielefild 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 adress:**

Editorial adress

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.), President, 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

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

Erkki LAHDERANTA, PhD, Professor, Technical University, Lappenranta, 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

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; Alexander A. POTAPOV, Dr Sci. (Phys.-Math.), Chief Researcher, Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics (IRE) of RAS, Moscow, Russia Nikita M. RYSKIN, Dr Sci. (Phys.-Math.), Chief Researcher, Saratov Branch, Institute of Radio Engineering and Electronics RAS, Saratov, Russia

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

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

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

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

Vladislav A. TSAREV, Dr Sci. (Eng.), Professor, Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (SSTU), Saratov, Russia Aleksey B. USTINOV, Dr Sci. (Phys.-Math.), Professor, Saint Petersburg Electrotechnical University,

St Petersburg, Russia

Victor M. USTINOV, Dr Sci. (Phys.-Math.), Correspondent Member of RAS, director, Submicron Heterostructures for Microelectronics, Research & Engineering Center, RAS, St Petersburg, Russia

Aleksey G. VÖSTRETSOV, 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

 acquaint readers with international best practices in the implementation of scientific results;

- attract promising young specialists to scientific work in the field of radioelectronics;

- inform readers about symposia, conferences and seminars in the field of Radioelectronics



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

СОДЕРЖАНИЕ

Обзорные статьи

Электродинамика, микроволновая техника, антенны
Кусайкин Д. В., Григорьев И. В., Денисов Д. В., Туральчук П. А. Обзор конструкций линзовых антенн Люнеберга, изготовленных методами 3D-печати
Научные статьи
Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Монаков А. А. Восстановление спектра полигармонического сигнала при медленных флюктуациях периода дискретизации
Электродинамика, микроволновая техника, антенны
Алёшкин А. П., Владимиров В. В., Честных А. В. Измерение угла места наблюдаемого воздушного объекта на основе применения фазового метода пеленгации в многокольцевой антенной решетке
Бобков И. Н., Юханов Ю. В. Низкопрофильная антенная решетка сильносвязанных
диполей с дифференциальным питанием
Системы, сети и устройства телекоммуникаций
Коломенский К. Ю., Демидова А. Ю., Казаринов А. С. От DVB-S к DVB-S2X: прогресс в стандартизации систем цифрового спутникового вещания
Радиолокация и радионавигация
Радиолокация и радионавигация Кутузов В. М., Ипатов В. П., Соколов С. С. Рабочие статистики авторегрессионных обнаружителей коротких и сверхкоротких сигналов
Радиолокация и радионавигация Кутузов В. М., Ипатов В. П., Соколов С. С. Рабочие статистики авторегрессионных обнаружителей коротких и сверхкоротких сигналов
Радиолокация и радионавигация Кутузов В. М., Ипатов В. П., Соколов С. С. Рабочие статистики авторегрессионных обнаружителей коротких и сверхкоротких сигналов
Радиолокация и радионавигация Кутузов В. М., Ипатов В. П., Соколов С. С. Рабочие статистики авторегрессионных обнаружителей коротких и сверхкоротких сигналов
Радиолокация и радионавигация Кутузов В. М., Ипатов В. П., Соколов С. С. Рабочие статистики авторегрессионных обнаружителей коротких и сверхкоротких сигналов
Радиолокация и радионавигация Кутузов В. М., Ипатов В. П., Соколов С. С. Рабочие статистики авторегрессионных обнаружителей коротких и сверхкоротких сигналов
Радиолокация и радионавигация Кутузов В. М., Ипатов В. П., Соколов С. С. Рабочие статистики авторегрессионных обнаружителей коротких и сверхкоротких сигналов
Радиолокация и радионавигация Кутузов В. М., Ипатов В. П., Соколов С. С. Рабочие статистики авторегрессионных обнаружителей коротких и сверхкоротких сигналов

CONTENTS

Review articles

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas
Kusaykin D. V., Grigoriev I. V., Denisov D. V., Turalchuk P. A. Review of Luneburg Lens Antenna Designs Manufactured Using 3D Printing6
Original articles
Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing
Monakov A. A. Reconstructing the Spectrum of a Polyharmonic Signal under Slow Fluctuations in the Sampling Period
Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas
Aleshkin A. P., Vladimirov V. V., Chestnykh A. V. Measuring the Elevation Angle of an Airborne Object by Phase Direction Finding in a Multi-Ring Antenna Array
Telecommunication Systems Networks and Devices
Kolomensky K. Yu., Demidova A. Yu., Kazarinov A. S. From DVB-S to DVB-S2X: Progress in Standardization of Digital Satellite Broadcasting Systems
Radar and Navigation
Kutuzov V. M., Ipatov V. P., Sokolov S. S. Performance Statistics of Autoregressive Short and Ultrashort Signal Detectors
Koshelev V. I., Trinh Ngoc Hieu. Optimization of the Weight Processing Algorithm in Multichannel Doppler Filtering
Micro- and Nanoelectronics
Nalimova S. S., Moshnikov V. A., Shomakhov Z. V., Kondratev V. M. Gas Sensors Based on Nanostructures of Binary and Ternary Oxide Systems
SHF Electronics
Ershov A. A., Chekmezov K. N., Burovikhin A. P., Nikitin A. A., Abolmasov S. N., Stashkevich A. A., Terukov E. I., Eskov A. V., Semenov A. A., Ustinov A. B. Effect of Annealing Treatment on the Optical Properties of Silicon Nitride Waveguides
From the Editor
Obituary132
Author's Guide

Электродинамика, микроволновая техника, антенны УДК 621.396.677.85 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2024-27-2-6-36

Обзорная статья

Обзор конструкций линзовых антенн Люнеберга, изготовленных методами 3D-печати

Д. В. Кусайкин¹[™], И. В. Григорьев³, Д. В. Денисов^{1,2}, П. А. Туральчук³

¹ Уральский технический институт связи и информатики "УрТИСИ СибГУТИ", Екатеринбург, Россия

² Уральский федеральный университет, Екатеринбург, Россия

³ Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

[™] kusaykin@mail.ru

Аннотация

Введение. Интерес к многолучевым диэлектрическим линзовым антеннам в последние годы растет в связи с развитием телекоммуникационных и радиолокационных систем миллиметрового диапазона. При разработке систем мобильной связи с технологией адаптивного формирования луча в качестве альтернативы сложным в реализации и обладающим высоким энергопотреблением фазированным антенным решеткам все чаще рассматривают многолучевые системы на основе линзовых антенн. В последние годы появилось много публикаций по разработке сферических и цилиндрических линзовых антенн. Люнеберга, реализованных с помощью технологии аддитивного производства. В данной статье приведен обзор линзовых антенн Люнеберга, изготовленных с помощью 3D-печати, которые могут найти применение в системах мобильной связи пятого и шестого поколений.

Цель работы. Обзор достижений в области изготовления линзовых антенн Люнеберга различных конструкций аддитивными методами производства.

Материалы и методы. Материалы для анализа и систематизации были отобраны из отечественных и зарубежных научных публикаций, тезисов докладов всероссийских, международных конференций, а также вебсайтов производителей линзовых антенн за последние 20 лет. Механизм отбора материала основывался на оригинальности представленных конструкций напечатанных линзовых антенн Люнеберга.

Результаты. Проведен обзор конструкций линзовых антенн Люнеберга, изготовленных с помощью 3Dпечати, которые отличаются друг от друга механической прочностью, сложностью исполнения и электродинамическими характеристиками. Представлены результаты сравнительного анализа ключевых характеристик этих антенн, а также приведены примеры их практической реализации.

Заключение. Недостатком линзовых антенн Люнеберга всегда выступала сложность их изготовления, однако технологии аддитивного производства открывают новые возможности для быстрого, качественного и автоматизированного производства. Для создания диэлектрических линзовых антенн могут быть применены различные технологии 3D-печати, отличающиеся разрешающей способностью принтеров, скоростью печати и себестоимостью. С каждым годом методы аддитивного производства непрерывно развиваются и в настоящий момент достигнуты технологические возможности печати линзы Люнеберга для суб-ТГц-диапазона с высоким разрешением и точностью. Также появились 3D-принтеры, способные печатать одновременно несколько линз.

Ключевые слова: аддитивные технологии производства, 3D-печать, линзовая антенна, линза Люнеберга, сферическая линза, стереолитография, цилиндрическая линза

Для цитирования: Обзор конструкций линзовых антенн Люнеберга, изготовленных методами 3D-печати / Д. В. Кусайкин, И. В. Григорьев, Д. В. Денисов, П. А. Туральчук // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 6–36. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-6-36

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена в рамках Государственного задания № 071–03-2023-001.

Статья поступила в редакцию 18.12.2023; принята к публикации после рецензирования 13.02.2024; опубликована онлайн 29.04.2024

© Кусайкин Д. В., Григорьев И. В., Денисов Д. В., Туральчук П. А., 2024



Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Review article

Review of Luneburg Lens Antenna Designs Manufactured Using 3D Printing

Dmitry V. Kusaykin¹[∞], Igor V. Grigoriev³, Dmitry V. Denisov^{1,2}, Pavel A. Turalchuk³

¹ Ural Technical Institute of Communications and Informatics, Yekaterinburg, Russia.

²Ural Federal University, Yekaterinburg, Russia.

³ Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

[⊠] kusaykin@mail.ru

Abstract

Introduction. The interest in multibeam dielectric lens antenna arrays has been growing in recent years due to the development of millimeter-wave telecommunication and radar systems. Progress in the development of mobile communication systems based on adaptive beamforming technology is increasingly associated with multibeam systems based on lens antenna structures, providing an alternative to hard-to-implement and energy-consuming phased antenna arrays. In recent years, spherical and cylindrical Luneburg lens antennas implemented using additive manufacturing technology have attracted research attention. Despite their complexity of execution, these design exhibit excellent electromagnetic characteristics. This paper provides a review of Luneburg lens antennas manufactured using 3D printing, which can find application in 5G and 6G communication systems.

Aim. To review achievements in the design of lens antenna structures manufactured using additive manufacturing.

Materials and methods. Materials for analysis, comparison, and systematization were derived from various sources, including research articles, publications in proceedings of Russian and international conferences, and websites of manufacturers of lens antennas over the past 20 years. The material selection mechanism was based on the originality of the presented designs of printed Luneburg lens antennas.

Results. A review of Luneburg lens antennas manufactured using 3D printing, which differ from each other in terms of mechanical strength, complexity of execution, and electrodynamic characteristics, was carried out. The results of a comparative analysis of the key characteristics of these antennas are presented, along with examples of their practical implementation.

Conclusion. The disadvantage of Luneburg lens antennas has always been the complexity of their manufacture; however, additive manufacturing technologies open up new opportunities for their fast, high-quality, and automated production. Various 3D printing technologies can be used to create dielectric lens antennas, which differ in the resolution of printers, printing speed, and cost. Additive manufacturing methods are constantly developing, having reached the technological possibility of printing Luneburg lens for the sub-THz range with a high level of resolution and accuracy. In addition, 3D printers capable of printing multiple lenses simultaneously have also appeared.

Keywords: additive manufacturing technologies, 3D printing, lens antenna, Luneburg lens, spherical lens, stereolithography, cylindrical lens

For citation: Kusaykin D. V., Grigoriev I. V., Denisov D. V., Turalchuk P. A. Review of Luneburg Lens Antenna Designs Manufactured Using 3D Printing. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 6-36. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-6-36

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

Source of funding. This work was funded by the subsidy allocated the State Task No. 071–03-2023-001.

Submitted 18.12.2023; accepted 13.02.2024; published online 29.04.2024

Введение. Поколение сетей 5G впервые ознаменовало работу в новом для сотовых сетей миллиметровом диапазоне длин волн. Соответственно, появилась потребность в развитии оборудования для этого частотного диапазона, в том числе антенных систем. На крайне

большое затухание сигнала при его распространении, поэтому для сетей 5G требуются антенны с высоким коэффициентом усиления (КУ). Также для диапазона миллиметровых волн при сравнительно малых габаритах антенн перспективными реализациями являются высоких частотах проявляется относительно антенные системы с адаптивным формированием луча в направлении абонентского устройства (технология beamforming) и пространственным мультиплексированием по технологии Massive MIMO. Это позволяет повысить значение отношения сигнал/шум на входе мобильных приемников и улучшить пропускную способность канала связи.

Создание эффективной реконфигурируемой многолучевой антенны возможно на основе линзы Люнеберга (ЛЛ). Высоконаправленные ЛЛ с возможностью формирования нескольких лучей хорошо подходят для задач определения направления принимаемых радиоволн. Данные антенны во многих приложениях (например, системы радиопеленгации, сети 5G и др.) часто рассматривают перспективной альтернативой традиционным фазированным антенным решеткам (ФАР).

ФАР обладают относительно высокой скоростью переключения луча. Несмотря на то что подобный тип антенн уже достаточно долгое время используется в различных радиотехнических системах, они не лишены существенных недостатков. Во-первых, секторы сканирования весьма ограничены: типичная ФАР не способна работать в диапазоне более $\pm 60^{\circ}$ как в азимутальной, так и в угломестной плоскостях из-за значительного падения КУ и, соответственно, увеличения бокового излучения при сканировании в широком диапазоне углов. Во-вторых, типичной конструкцией ФАР является совокупность большого количества слабонаправленных излучателей, диаграммообразующей схемы в виде направленных ответвителей мощности и системы управления лучом, состоящей из множества фазовращателей. В совокупности это приводит к высокой конструктивной сложности, трудностям при реализации управления диаграммой направленности (ДН) и высокой стоимости антенной системы. В-третьих, ФАР имеют весьма ограниченную рабочую полосу частот.

В сравнении с ФАР ЛЛ можно отнести к широкополосным и сверхширокополосным антеннам. Важными преимуществами данного типа линз является отсутствие падения КУ при широкоугольном сканировании и малое энергопотребление относительно антенных решеток. К недостаткам линзовых антенн Люнеберга чаще всего относят сложность их изготовления и значительные массогабаритные парамет-

ры. Однако при работе в миллиметровом диапазоне длин волн антенна может быть малогабаритной и легкой. Например, сферическая линза диаметром 62 мм, реализованная с помощью технологии аддитивного производства (3Dпечати) из фотополимерной смолы Rogers с центральной рабочей частотой 30 ГГц, имеет массу всего 34 г [1]. Линзовая антенна Люнеберга, учитывая перечисленные достоинства, рассматривается как одна из самых перспективных антенн для миллиметрового диапазона сетей 5G [2].

Традиционно ЛЛ могут быть изготовлены субтрактивными методами, например с помощью сверления отверстий с определенным шагом в подложках из фторопласта (создание перфорированных пластин) для достижения требуемой эффективной диэлектрической проницаемости є_г [3]. Другим способом изготовления может являться использование набора материалов с различным значением диэлектрической проницаемости [4]. Также добиться неоднородного распределения диэлектрической проницаемости в некотором объеме можно за счет использования метаматериалов [4]. Все эти методы представляют собой достаточно сложный и трудоемкий технологический процесс и не всегда могут быть использованы в миллиметровом диапазоне длин волн. Развитие технологий аддитивного производства может значительно упростить процесс изготовления ЛЛ.

Обзор современных способов и средств технической реализации ЛЛ представлен в [5], однако технологии 3D-печати не уделено большого внимания. В данной статье приведен краткий обзор различных технологий 3D-печати и анализа конструкций линзовых антенн Люнеберга.

Обзор технологий 3D-печати. В конце XX в. эволюция производственных процессов привела к появлению альтернатив традиционным методам производства, таких как токарная обработка, фрезерование, сверление, шлифование, литье, травление и другие методы механической или химической обработки. Появились новые методы производства трехмерных объектов путем послойного добавления двумерных профилей. Идея быстрого прототипирования с использованием аддитивных технологий начала обсуждаться в начале 1970-х гг. С тех пор аддитивные технологии быстро развивались, стали более доступными. Прогресс в области аддитивного производства продолжается и сегодня с постепенным улучшением существующих технологий, разработкой новых технологий и материалов. В настоящее время аддитивные технологии находят применение не только в механике или биоинженерии, но также в электронике и радиотехнике.

Таким образом, помимо механических свойств материалов для 3D-печати все большее внимание начинает уделяться исследованию их электромагнитных свойств, таких как диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь.

Существуют различные виды 3D-печати. К наиболее часто используемым для производства антенн относят метод послойного наплавления (Fused deposition modelling – FDM), стереолитографию (Stereolithography – SLA), селективное лазерное спекание (Selective laser sintering – SLS) и струйную печать (Jet modelling – JM).

Метод FDM является одним из самых популярных в 3D-печати. FDM-технология основана на последовательном послойном осаждении расплавленного термопластического материала и постепенном формировании объемной модели (рис. 1). Особенно привлекательным этот метод делает его доступность. Стоимость принтеров и расходных материалов ниже по сравнению с другими технологиями. Широкий спектр используемых материалов также является одним из достоинств. Заметным недостатком может являться низкое качество поверхности печатных образцов. Однако проблему значительной шероховатости поверхностей модели можно решить путем последующей механической или химической обработки.

Печать методом стереолитографии основана на полимеризации светочувствительных материалов под воздействием ультрафиолетового (УФ) излучения. Отличительной особенностью этой технологии является необходимость постобработки структуры посредством дополнительного УФотверждения после печати, которое улучшает механические свойства изготавливаемой структуры, включая прочность на разрыв и пластичность.

Также печать структур из жидкого полимера возможна с использованием цифровой светоди-



Рис. 1. Виды аддитивных технологий

Fig. 1. Types of additive technologies

одной проекции (Digital light processing – DLP), позволяющей сократить время печати. Технологии DLP и SLA демонстрируют исключительные возможности высокопроизводительной печати, достигая разрешения до 10 мкм. Это стало возможным благодаря использованию фотополимера в жидкой форме, который обладает высокой смачиваемостью и обеспечивает бесшовный контакт слоев. Технология DLP ограничена пиксельным построением матрицы и в связи с этим приводит к небольшому увеличению шероховатости относительно технологии SLA.

Технологиям SLA и DLP характерен разнообразный выбор материалов. Смолы, используемые в 3D-печати, различаются не только по механическим свойствам, но и по достигаемому разрешению. Даже цвет смолы может повлиять на точность изготовления модели, поскольку более темные смолы эффективнее поглощают свет, что приводит к улучшению обеспечиваемой разрешающей способности.

До некоторого времени применение подобных материалов для сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона было ограничено высоким значением тангенса угла диэлектрических потерь. Однако, к примеру, корпорация Rogers Corp. разработала новый фотополимер для 3Dпечати DLP и SLA с диэлектрической проницаемостью є_r = 2.6 и тангенсом угла диэлектрических потерь $tg\delta = 0.0043$. Жидкий фотополимер разработан для применения в верхней области СВЧ и диапазоне миллиметровых волн [1]. Для сравнительного испытания нового фотополимера были изготовлены две линзовые антенны эквивалентной конструкции: одна напечатана новым материалом, вторая – имеющимся в продаже полимером с $\varepsilon_r = 2.9$ и tg δ = 0.044 на частоте 10 ГГц. Анализ диаграмм направленности изготовленных антенн показал, что линза на основе нового фотополимера демонстрирует КУ на 4 дБи больше по сравнению с линзой, изготовленной из обычного фотополимерного материала. Появление подобных смол с относительно низкими диэлектрическими потерями для данных диапазонов обусловлено в том числе актуальностью разработки линзовых антенн для различных радиотехнических и телекоммуникационных систем. При этом существуют коммерчески доступные 3D-принтеры, способные печатать одновременно 5 ЛЛ, что значительно сокращает время их изготовления [1].

Еще одним видом аддитивных технологий является селективное лазерное спекание. SLSметод основан на спекании порошка с помощью лазера. На протяжении всей процедуры печати порошкообразный материал равномерно распределяется по платформе с помощью валика, после чего лазер избирательно спекает порошок по заданному пути (см. рис. 1). При этом не требуется использование опорных конструкций даже для моделей сложной формы, так как сам порошкообразный материал служит материалом-поддержкой. На этом же принципе основана технология селективного лазерного плавления (Selective laser melting – SLM). В качестве порошка используется мелкодисперсная металлическая стружка, а не диэлектрические материалы. Наибольшее распространение технологии SLS/SLM нашли в конструкциях, требующих высокой надежности, где важны долговечность, пластичность и устойчивость к атмосферным условиям. Главным преимуществом данных технологий является высокая прочность изготавливаемых деталей.

Технологии SLS/SLM реализованы в профессиональных дорогих принтерах и, соответственно, требуют высокой квалификации операторов, особенно SLM-технология. Ввиду этих недостатков количество публикаций с изготовлением ЛЛ по технологиям SLS/SLM существенно меньше, в сравнении с FDM и SLA.

ЗD-печать сферических линзовых антенн Люнеберга. Изготовление линзовой антенны с неоднородным распределением показателя преломления является сложным технологическим процессом. Диэлектрическая проницаемость материала вдоль оси сферической линзы должна изменяться в соответствии с законом

$$n(r)^{2} = \varepsilon_{\rm r}(r) = 2 - \left(\frac{r}{R}\right)^{2}, \qquad (1)$$

л с относительно низкими диэлекпотерями для данных диапазонов ницаемость; r – радиальная координата в сферической системе; R – радиус линзы. Значение относительной диэлектрической проницаемок и телекоммуникационных систем.

10

до 2 в ее центре. Поскольку большинство полимеров для 3D-печати имеют значение ε_r больше 2.5, требуемое значение относительной диэлектрической проницаемости ЛЛ достигается за счет добавления воздушных пустот либо иного материала.

На сегодняшний день одна из самых распространенных конструкций ЛЛ, изготовленная методом 3D-печати, представляет собой набор элементарных ячеек в виде кубов с разным процентным соотношением в них полимера и воздуха. В [6] представлена линза подобной конструкции диаметром 12 см из 7497 элементарных ячеек (кубов), предназначенная для работы в Х-диапазоне (8.2...12.4 ГГц). Линза была изготовлена с применением технологии 3D-печати PolyJet, которая, как и SLA, основана на послойном отверждении жидкого фотополимерного материала под воздействием УФизлучения. В качестве каркаса конструкции используются стержни диаметром 0.8 мм. Размер элементарной ячейки не превышает $5 \times 5 \times 5$ мм³, т. е. $\lambda/6$ на частоте 10 ГГц.

Относительная диэлектрическая проницаемость (ε_r) полимера, из которого была напечатана линза, составляет 2.7, а тангенс угла диэлектрических потерь материала равен 0.02. Важно отметить, что это относительно большое значение, например, в сравнении с материалами в [7], что может привести к снижению эффективности антенны. Требуемое распределение показателя преломления линзы (1) достигается степенью заполнения полимером каждой элементарной ячейки. Табл. 1 содержит результаты измерений ε_r и тангенса угла диэлектрических потерь (tg δ) при разных заполнениях ячейки полимером. Измерения показали, что КУ рассматриваемой линзовой антенны составляет 18 дБи, а ширина диаграммы направленности (ШДН) на уровне половинной мощности равна 14°. Линза диаметром 10 см с аналогичной конструкцией из кубических ячеек и для того же Х-диапазона, но изготовленная по технологии SLA, представлена в [8]. КУ антенны составляет 15 дБи на частоте 10 ГГц.

В [9] представлена ЛЛ с центральной рабочей частотой 26 ГГц и размером ячеек 2×2×2 мм³. Поскольку толщина соединительных стержней в каркасе ячеек относительно малая и составляет 0.25×0.25 мм, то для печати целесообразно использовать не FDM-, а SLA-технологию. За основу элементарной ячейки можно использовать разные фигуры: сферу, куб или октаэдр (рис. 2, а). ЛЛ реализована с использованием октаэдра из материала с $\varepsilon_r = 3.2$ и tg $\delta = 0.026$. Линза радиусом 3 см и облучателем в виде открытого конца волновода обладает максимальным КУ 23.6 дБи, уровнем боковых лепестков (УБЛ) ниже –17 дБ, а ШДН не более 11.3°. Стоит отметить, что диэлектрическая проницаемость элементарных ячеек в форме куба на частотах 8...12 ГГц исследована в [10], однако не указано для какого материала 3D-печати были проведены измерения.

С помощью стереолитографии возможно изготовление ЛЛ из керамики. В этом случае полимерная смола заменяется фотореактивной керамической суспензией. В результате 3Dпечати получается заполненная полимером деталь, содержащая большую объемную долю керамики. Полимерная часть в детали удаляется пиролизом. В [11] керамическая стереолито-

Размер стороны куба из полимера, мм	0.50	2.00	2.50	3.00	3.50	4.00	4.25	4.50	4.75	5.00
Коэффициент заполнения	0.001	0.059	0.114	0.198	0.343	0.512	0.614	0.729	0.857	1.000
٤ _r	1.002	1.100	1.195	1.337	1.583	1.870	2.044	2.239	2.458	2.700
tgδ	0.003	0.004	0.006	0.009	0.013	0.018	0.020	0.022	0.026	0.030

Табл. 1. Результаты измерения ε_r и tg δ при разных заполнениях ячейки полимером *Tab. 1.* Measured results of ε_r and tg δ for different infill percentage of polymer in a unit cell



Рис. 2. Конструкции сферической ЛЛ: а – виды элементарных ячеек [9]; б – линза диаметром 54 мм, напечатанная по технологии SLA [11]; в – ЛЛ, напечатанные по технологии PolyJet [12] *Fig.* 2. Designs of spherical LL: a – unit cell designs [9]; б – SLA-printed LL with diameter 54 mm [11]; в – PolyJet-printed LLs [12]

графия применена для изготовления трехмерной ЛЛ с использованием кубических ячеек (рис. 2, б). Линза диаметром 54 мм была изготовлена ИЗ оксида алюминия $(\epsilon_{\rm r} = 9.7,$ tg δ = 0.0002). Центральная рабочая частота составляет 30 ГГц. Из-за ограничений, связанных с минимальной толщиной стенок элементарных ячеек, относительная диэлектрическая проницаемость для внешнего слоя ЛЛ составляет 1.23 вместо 1. Изотропная решетка была выбрана с периодичностью 1.4 мм. Минимальная толщина стенок составляла 340 мкм, а максимальная 650 мкм. С облучателем в виде квадратного диэлектрического волновода КУ составил 24 дБи. Очевидным преимуществом керамической стереолитографии является низкое значение тангенса угла диэлектрических потерь материала.

Другие примеры ЛЛ с кубическими элементарными ячейками представлены на рис. 2, *в*. Антенны изготовлены методом полимерной струйной печати диаметром 240 мм (для диапазона частот до 20 ГГц); диаметром 70 мм (для диапазона до 40 ГГц); диаметром 28 мм с опорной конструкцией (для диапазона до 110 ГГц) [12].

Изготовление линзы технологиями 3D-печати с конструкцией в виде ячеек с воздушными пустотами дает дополнительное преимущество в виде снижения массы линзы. Например, сферическая линза диаметром 62 мм, реализованная с помощью 3D-печати из фотополимерной смолы Rogers, имеет массу 34 г, а изготовленная из рексолита однородная диэлектрическая линза такого же диаметра – 131 г, т. е. почти в 4 раза больше, при этом выигрыш в массе достигается без ухудшения направленных свойств антенны. Напечатанная линза на основе кубических ячеек рассматривается также в [13], но в реализации бифункциональной линзы Люнеберга–Итона. Сферическая линза спроектирована как ЛЛ для падающей волны с вертикальной поляризацией и как линза Итона–Липмана для волны с горизонтальной поляризацией. Для прототипа антенны используется облучатель в виде волновода WR-90 для X-диапазона (8...12 ГГц). КУ антенны в этом диапазоне составляет 15.7...16.4 дБи.

В [14] представлена ЛЛ для Ка-диапазона (26.5...40 ГГц), конструкция которой представляет собой сферу из напечатанных на 3Dпринтере полимерных колец (рис. 3, а). Для их соединения были добавлены стержни толщиной 0.6 мм в трех вертикальных плоскостях. Линза была напечатана с использованием фотополимера VeroClear с $\varepsilon_r = 2.9$ и tg $\delta = 0.01$. Прототип создан с облучателями, выполненными в виде магнитоэлектрических диполей, каждый из которых объединяет в себе два разных типа излучателей: полуволновой диполь (работающий как электрический диполь) и четвертьволновой диполь (работающий как магнитный диполь) [15]. ЛЛ формирует излучение в 9 заданных направлениях в угловом секторе ±61°. Антенне характерен КУ до 21.2 дБи и эффективность излучения (коэффициент полезного действия - КПД) около 75 %. Как отмечают разработчики, данная линзовая антенна Люнеберга может стать перспективным решением для использования в системах MIMO 5G в диапазонах 28 и 38 ГГц.

Одна из самых простых конструкций ЛЛ представляет собой сферу с разной плотностью

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 6–36 Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 6–36



Рис. 3. Реализации сферической ЛЛ: *a* – состоящая из полимерных колец [14]; *б* – состоящая из элементарных ячеек с прямоугольными воздушными полостями [17]; *в* – состоящая из сферических слоев в форме икосаэдра [18]
 Fig. 3. Designs of spherical LL: *a* – design based on polymer rings [14]; *б* – based on unit cells with rectangular cutouts [17]; *в* – with spherical layers based on using icosahedrons [18]

печати каждого слоя, задаваемой стандартными настройками печати. В [16] представлена конструкция такой линзы диаметром 11.8 см. Четыре внутренних слоя изготовлены на 3D-принтере отечественного производства Maestro 3D с процентом заполнения: 26, 46, 61, 77 % соответственно. В качестве материала печати использовался пластик HIPS, а внешний слой изготавливался отдельно в виде колец из акримида $(tg \delta = 1.1)$. Характеристики линзовой антенны исследовались в диапазоне 12...18 ГГц, КУ в нем составил 20...25 дБи. В качестве облучателя использовалась компактная рупорная антенна. Результаты показали, что неравномерность фазового распределения в раскрыве линзы не превышает 7° (50 ± 7°).

В [17] для достижения требуемой диэлектрической проницаемости слоев линзы их плотность формируется прямоугольными отверстиями разного размера. Внешний слой линзы печатается с конфигурацией 2×2 , внутренний – с конфигурацией 4×4 . Материалом печати выбран полимер Nylon 6. Линза реализуется в виде двух полусфер, которые затем склеиваются друг с другом. Прототип сферической линзовой антенны тестировался в безэховой камере с облучателем в виде прямоугольного волновода на частоте от 8 до 12 ГГц (рис. 3, δ). КУ составил 20.5 дБи, а ШДН равна 13.5°.

Несмотря на быстроту и удобство изготовления сферической линзовой антенны методом 3D-печати, существует ряд определенных трудностей, таких как зависимость поляризационных характеристик линзы от выбранного типа элементарной ячейки, хрупкость конструкции (особенно для печати по SLA-технологии), сложность реализации многолучевой антенны из-за необходимости интеграции нескольких облучателей вдоль сферической поверхности.

Конструкция линзы зачастую является анизотропной. Например, ЛЛ, состоящая из колец [14], поддерживает работу только для вертикальной поляризации. Также сложнее реализовать сферическую линзу с круговой поляризацией (КП), так как волны с КП будут искажаться после прохождения через анизотропную среду. ЛЛ, которые могли бы поддерживать КП без искажений, заслуживают изучения и требуются во многих приложениях для систем связи.

Хрупкость конструкции может быть обусловлена тем, что размеры элементарных ячеек линзы должны быть меньше длины волны, что для диапазона миллиметровых волн составляет менее 2.5 мм. Тогда для реализации внешнего слоя с близкой к единице диэлектрической проницаемостью необходимо использовать элементарные ячейки с малым процентным содержанием пластика. Поскольку толщина стенок ячейки должна быть значительно меньше ее размера для получения близкого к единице значения диэлектрической проницаемости внешнего слоя линзы, при использовании классических полимеров 3Dпечати необходимо заранее учитывать прочностные характеристики конструкции.

Перечисленные обстоятельства учитываются в [18], где представлены результаты исследования структуры линзы в виде икосаэдра – одного из платоновых тел (рис. 3, *в*). Напомним, что платоновы тела представляют собой правильные выпуклые многогранники, построенные из конгруэнтных правильных многоугольников. Существует пять правильных многогранников, и из них больше всего граней у икосаэдра. Этот факт побудил исследователей выбрать структуру икосаэдра для реализации тела ЛЛ, учитывая также его идеальную симметрию. Икосаэдр состоит из 20 одинаковых равносторонних треугольников.

При разработке ЛЛ часто пользуются теорией эффективных сред (Effective medium theory – ЕМТ), чтобы определить изменение диэлектрической проницаемости слоев с разными параметрами. Согласно этой теории с помощью аппроксимации определяется эффективная диэлектрическая проницаемость композитного материала на основе его состава и структуры. Среди различных ЕМТ-методов одним из наиболее эффективных является метод Бруггмана (Asymmetric Bruggman – A-BG) [19]:

$$\frac{\varepsilon_{\rm B} - \varepsilon_{\rm K}}{\varepsilon_{\rm B} - \varepsilon_{\rm G}} = \left(1 - p\right) \left(\frac{\varepsilon_{\rm K}}{\varepsilon_{\rm G}}\right)^{1/3},\tag{2}$$

где $\varepsilon_{\rm B}$, $\varepsilon_{\rm G}$ и $\varepsilon_{\rm K}$ – диэлектрические проницаемости вводимого материала (наполнителя), базового (основного) и результирующего материала соответственно; *p* – коэффициент заполнения. Для линзы радиусом *R*, состоящей из *N* слоев равной толщины, диэлектрическая проницаемость *i*-го слоя соответствует уравнению

$$\varepsilon_i = \varepsilon_r \left(\frac{r_i + r_{i+1}}{2} \right); \tag{3}$$

$$r_{i+1} - r_i = R/N$$
, (4)

где *r* – радиус слоя.

Если основным материалом является воздух ($\varepsilon_6 = 1$), тогда коэффициент заполнения *p* одной ячейки в каждом слое может быть определен на основе (2) после получения заданной диэлектрической проницаемости соответствующих слоев с помощью (3) и (4), а также диэлектрической проницаемости материала наполнителя (ε_B). Следует отметить, что метод A-BG справедлив только в случае равномерного распределения вводи-

мого материала, а также при условии, что размер каждой ячейки лежит в диапазоне $\lambda/10 \sim \lambda/4$.

В ЛЛ с конструкцией икосаэдра для выполнения требований метода A-BG к размерам элементарной ячейки каждый треугольник разбивается на n^2 треугольников, где n – порядок разбиения. Реализованная линзовая антенна содержит 10 слоев в форме икосаэдров, каждый из которых состоит из $20n^2$ треугольников. Диаметр линзы составляет 48 мм при толщине каждого слоя 2.4 мм. Линза напечатана по SLA-технологии, в качестве материала использована фотополимерная смола FLGPCL02 ($\varepsilon_r = 2.85$; tg $\delta = 0.02$).

Благодаря сферической симметрии ЛЛ форма луча может практически не изменяться в широком диапазоне сканирования [20]. В [21] показана линза, обеспечивающая сканирование лучом с произвольным направлением излучения с помощью управления амплитудой и фазой волны. Изготовленная по технологии струйной печати (PolyJet) ЛЛ диаметром 24 см имеет ШДН около 3.5° и КУ 30.2 дБи на частоте 19.8 ГГц.

В [22] представлена напечатанная на 3Dпринтере ЛЛ для системы пеленгации диаметром 24 см с пятью детекторами в виде монопольных антенн, равномерно расположенных вдоль поверхности линзы с разнесением в 10° для приема сигнала в диапазоне от -20 до 20° в азимутальной плоскости. Первоначальные результаты радиопеленгации показывают, что расчетная погрешность составляет менее 2° для радиосигналов, приходящих в диапазоне углов от -15 до 15° . Подробное описание системы радиопеленгации на основе 3D-печатной ЛЛ можно найти в [23].

Как было отмечено ранее, актуальной является задача разработки ЛЛ с КП. В [24] представлена сферическая ЛЛ Х-диапазона, структура которой выполняет функцию не только линзы, но и преобразователя поляризации, который изменяет линейную поляризацию падающей волны на круговую, при расположении облучателя под определенным углом поворота α относительно оси x (рис. 4, *a*). ЛЛ работает как поляризатор радиодиапазона. Все слои соединяются стержнем в вертикальной плоскости. Учитывая, что стержень должен обладать достаточной прочностью и как



Рис. 4. Конструкции ЛЛ: *а* – из полимерных пластин на стержне [24]; *б* – из кубических ячеек и колец [20]; *в* – двухслойная сферическая линзовая антенна [25]; *г* – в форме многогранника Голдберга [28]; *д* – полусферическая линза с вертикальными отверстиями [30]

Fig. 4. Designs of LL: *a* – based on polymer slabs connected by vertical rod [24]; *b* – based on a cubic unit cell and rings [20]; *e* – two-layer lens antenna [25]; *e* – lens in the shape of a Goldberg polyhedron [28]; *b* – hemispherical lens with vertical holes [30]

можно меньше воздействовать на характеристики излучения, его ширина выбрана равной 4 мм. Для изготовления ЛЛ используется материал PLA + ($\epsilon_r = 2.54$, tg $\delta = 0.0045$), в качестве облучателя выступает антенна Вивальди. По результатам измерения КУ составляет не менее 10 дБи.

В [20] геометрия сферической линзы представлена сочетанием структур кубического и кольцевого типа (рис. 4, δ). Особенностью предложенной конструкции является то, что при изменении размера куба диэлектрическая проницаемость структуры при горизонтальной и вертикальной поляризации имеет одинаковое значение в диапазоне от 1.3 до 2, а расхождение значений для двух режимов поляризации при изменении размера колец невелико при близком к единице значении ε_r . В результате такая конструкция ЛЛ является почти изотропной в режиме двойной поляризации. ЛЛ состоит из семи слоев, из которых внутренние шесть кубического

типа, а внешний слой – кольцевого. Облучателем выбрана рупорная антенна с квадратной апертурой, что гарантирует квазисимметричные диаграммы направленности в *E*- и *H*-плоскостях.

В [25] представлена двухслойная сферическая линзовая антенна, конструкция которой изображена на рис. 4, в. Предлагаемая линза не является в традиционном понимании ЛЛ, так как диэлектрическая проницаемость внутреннего слоя составляет 2.7 (материал РАЗЗОО с tg $\delta \approx 0.005$ на частоте 8 ГГц). В качестве облучателей использовались патч-антенны с КП. Отдельно была спроектирована несущая конструкция для антенной решетки, которая была также напечатана на 3D-принтере. Измеренный КУ варьировался в диапазоне 14.3...15.3 дБи в диапазоне частот 7.7...8.2 ГГц. Антенна обладает возможностью двухмерного сверхширокоугольного сканирования с охватом 360° в азимутальной плоскости и ±90° – в угломестной.

.....

Представляет интерес сравнение двух подходов изготовления сферических ЛЛ для W-диапазона (75...110 ГГц) в соответствии с аддитивной и субтрактивной технологиями [26]. Для этого были изготовлены две ЛЛ: одна – методом 3D-печати с конструкцией в виде крестообразных элементарных ячеек (є_г слоев меняется за счет кубических пустот разного размера), вторая – методом сверления подложек из фторопласта (создание перфорированных пластин). После сверления подложки соединялись клеем. Проведено сравнение ДН этих образцов. Вторая линза показала лучшие результаты, при том что измеренный КУ напечатанной линзы оказался на 3.7 дБ меньше по сравнению с результатами моделирования. Как объясняют авторы, это связано главным образом с несовершенством печати линзы, ее сборкой, а также с отсутствием учета диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь нанесенного клея [26]. Корректность подобного сравнения двух технологий изготовления можно подвергнуть сомнению, поскольку антенны были разной конструкции. Кроме того, при изготовлении ЛЛ методом 3Dпечати нет необходимости в использовании клея, поэтому дополнительные диэлектрические потери можно было устранить. В то же время можно подчеркнуть ценность данной работы в виде представленных результатов сравнения технологий 3D-печати ЛЛ и их ограничений, а также в результатах сравнения материалов для 3D-печати антенн миллиметрового диапазона длин волн.

Коммерческим производством 3D-печатных сферических ЛЛ занимается компания EC Microwave [27], расположенная в Пекине. Конструкция линзы производителем не описывается, но внешне реализация похожа на элементарные ячейки в форме кубов. Антенна имеет следующие характеристики: диапазон частот 30...40 ГГц; диаметр 5 см; КУ 20.1 дБи на частоте 30 ГГц; обратные потери менее –20 дБ; ШДН равна 8°; УБЛ не более –20 дБ, а масса антенны составляет 32 г.

Реализация ЛЛ в форме многогранника Голдберга, который представляет собой сферу, замощенную правильными шестиугольниками и небольшим количеством пятиугольников (рис. 4, z), представлена в [28, 29]. Конструкция хотя и является относительно сложной в построении, но обладает следующими преимуществами: радиальная симметрия, высокая прочность, отсутствие вспомогательных соединительных элементов, в сравнении с линзой в форме икосаэдра позволяет проще добиться слоя с $\varepsilon_r \approx 1$. Технологией FDM из материала PETG изготовлены два образца антенны под частоты 10 и 30 ГГц. На частоте 30 ГГц при диаметре линзы 6 см и облучателе типа открытый конец волновода КУ составляет 23.4 дБ, УБЛ –20.2 дБ.

Для получения более высокого КУ требуется изготавливать ЛЛ большего электрического размера. В [30] методом 3D-печати была изготовлена полусферическая ЛЛ диаметром 240 мм, состоящая из семи полусферических слоев с металлическим отражающим основанием и рассчитанная на центральную частоту 12.5 ГГц (рис. 4, д). Требуемая диэлектрическая проницаемость каждого слоя достигается воздушными отверстиями с различным шагом. Проведено сравнение двух конструкций: полусферы с вертикальными отверстиями и полусферы с радиальными отверстиями. В качестве облучателя использовалась рупорная антенна из-за ее вращательно-симметричной структуры. Результаты моделирования показали пиковый КУ антенны в 28.4 дБи и коэффициент использования поверхности линзы порядка 70 %.

Одним из главных преимуществ сферических ЛЛ является способность формировать высоконаправленное излучение в любом направлении без потерь при сканировании. Применение аддитивных технологий позволяет обеспечить компактность и легкость разрабатываемых конструкций ЛЛ, особенно для работы в миллиметровом диапазоне длин волн. Однако сферическая форма антенны может также являться ее недостатком при внедрении ЛЛ в реальные системы связи, поэтому отдельного рассмотрения заслуживают методы, позволяющие преобразовать сферическую поверхность в плоскую для более удобного размещения облучателей, что особенно актуально для работы в многолучевом режиме.

Линзы Люнеберга, реализованные с применением трансформационной оптики.



Рис. 5. ЛЛ с плоской поверхностью: *а* – с заполнением по кривой Пеано [36]; б – с квазипирамидной структурой [37]; в – уплощенная в форме диска [34]

Fig. 5. Designs of flattened LL: *a* – based on the Peano curve [36]; δ – based on a quasi-pyramidical structure [37]; e – slim disc-like LL [34]

С появлением трансформационной оптики (Transformation optics – TO) и квазиконформной трансформационной оптики (Quasi conformal transformation optics - QCTO) ЛЛ может быть преобразована из сферы в более компактную конструкцию. Важной задачей при таком преобразовании является сохранение преимуществ сферической ЛЛ. В последнее время данная задача стала широко распространенной, типичными примерами использования ТО и QCTO являются: усеченная линза [31], полусферическая линза [32], эллипсоидная линза [33], дисковидная линза [34] и плоская линза [35].

В [36] ЛЛ с плоской поверхностью реализована по принципу заполнения пространства кривой Пеано (рис. 5, а). Плоская поверхность облегчает интеграцию облучателей. Метод QCTO был использован для преобразования сферической поверхности линзы в плоскую поверхность путем пересчета локального распределения показателя преломления. В процессе изготовления применялась технология FDM, а в качестве печатного материала – поликарбонат с $\varepsilon_r = 2.68$ и tg $\delta = 0.0005$. В качестве облучателя использовался волновод с открытым концом. КУ линзовой антенны составил 16 дБи на частоте 26 ГГц и до 19 дБи на частоте

40 ГГц; диапазон сканирования ±55° во всем К_а-диапазоне (26...40 ГГц).

В [31] представлена ЛЛ с плоской поверхностью с использованием метода квазиконформных оптических преобразований для диапазона 26...40 ГГц. Методом FDM изготовлена не только линза $60 \times 60 \times 50.8$ мм, но и дополнительный согласующий слой с целью уменьшения коэффициента отражения. В стандартной ЛЛ с плоской поверхностью из-за отражений на границе раздела воздух/линза увеличивается ширина главного лепестка ДН, что приводит к снижению КУ. Дополнительный слой значительно уменьшает рассогласование на границе раздела воздух/линза во всем Ка-диапазоне частот и улучшает характеристики антенны. КУ данной структуры составил более 22 дБи.

В [37] предложена ЛЛ с двойной поляризацией, основанная на квазипирамидной структуре (рис. 5, б). Используются 18 идентичных квазипирамидальных 12-слойных секций. За счет дуговых элементарных ячеек достигается аппроксимация распределения показателя диэлектрической проницаемости шестью значениями. Радиус линзы составляет 0.88λ₀, а КУ 15.4/15.1 дБи при уровне перекрестной поляризации лучше 17/17.5 дБ. В многолучевом режи-

```
Обзор конструкций линзовых антенн Люнеберга, изготовленных методами 3D-печати
Review of Luneburg Lens Antenna Designs Manufactured Using 3D Printing
```

ме достигается охват луча в 165°, что делает подобного рода антенну перспективным решением для базовых станций мобильной связи 5G.

Отметим, что ЛЛ, напечатанные на 3Dпринтере, можно использовать также в качестве ретрорефлектора в микроволновом диапазоне. ЛЛ, обладающие почти всенаправленным отражением в азимутальной плоскости, хорошо подходят для систем позиционирования с высоким разрешением [38]. Они обеспечивают дополнительную возможность работы в условиях плохой видимости или в условиях, насыщенных инфракрасным излучением, например в солнечный день.

В [39] представлена трехмерная ЛЛ в качестве ретрорефлектора, спроектированная на основе ОСТО для широкоугольной локализации внутри помещений в миллиметровом диапазоне длин волн. Для изготовления линзы диаметром 30 мм используется стереолитография с применением керамических материалов. С помощью численного моделирования оценена относительная диэлектрическая проницаемость керамики для трех типов элементарных ячеек: трехмерный крест, куб со стержнями и куб с квадратным отверстием. Конструкция ЛЛ представляет собой набор элементарных ячеек в виде трехмерных крестов. Максимальное значение КУ составляет 16.5 дБи, а угол поворота луча 70° на частоте 40 ГГц.

В [34] представлена сжатая ЛЛ, состоящая из нескольких материалов, для диапазона частот 75...110 ГГц. Исходная модель линзы имела внешний радиус 13.5 мм. Сжатая линза приобретает форму диска с радиусом 14 мм и толщиной 4 мм (рис. 5, *в*). Это приводит к изменению распределения диэлектрической проницаемости (1) от центра линзы к ее поверхности от 7.5 до 3. Такого распределения чрезвычайно трудно достичь, используя один материал, поэтому для печати было использовано пять различных ABS-пластиков со значениями диэлектрической проницаемости 3; 4.5; 5.5; 6.5 и 7.5. По результатам измерений КУ линзы с облучателем в виде волновода составил 22 дБи, диапазон углов сканирования $\pm 25^{\circ}$. Эффективность излучения составила 60 %, что на 10 % ниже результатов моделирования. Разница обусловлена погрешностями при производстве.

Одной из главных проблем преобразованных линз является уменьшение диапазона углов сканирования и эффективности апертуры из-за уменьшения фокальной плоскости линзы. Проектирование линз с преобразованной формой и распределением диэлектрической проницаемости всегда связано с компромиссом между направленными характеристиками и массогабаритными параметрами. Основные характеристики различных конструкций ЛЛ сведены в табл. 2.

Цилиндрические линзовые антенны Люнеберга. В некоторых случаях сферическая реализация ЛЛ может быть заменена ее цилиндрическим срезом. При этом подобные цилиндрические структуры могут быть использованы как линзы с одномерным сканированием при расположении облучателя на боковой поверхности цилиндра (рис. 6, а) или как антенны с пространственным питанием при расположении облучателя на некотором расстоянии от поверхности (рис. 6, б). Последний вариант реализуется с помощью трансформационной оптики и встречается довольно часто, поэтому работы этого вида антенн далее будут рассмотрены отдельно.



Рис. 6. Цилиндрические линзовые антенны: *а* – усеченная цилиндрическая ЛЛ; *б* – с пространственным питанием

Fig. 6. Cylindrical lens antennas: a - cylindrical cut of LL; $\delta - flat lens with a spatial fed$

18

Ссылка	Вид линзы и тип ячейки	Метод 3D-печати	Материал печати	Количество и тип облучателей	Частотоный диапазон, ГГц	Диаметр, см	Диапазон сканирования,°	КУ, дБи	шдн,°	УБЛ Е/Н, дБ	КИП, %	КПД, %	Поляризация
[6]	Сферическая (кубическая ячейка)	PolyJet	$\label{eq:error} \begin{split} \epsilon_r &= 2.7; \\ tg \; \delta &= 0.02 \end{split}$	Открытый конец волновода	8.2 12.4	12	н/д	17.3 20.3	13/19	-20/-25	47 53	н/д	лп
[14]	Сферическая (колыца)	PolyJet	VeroClear ($\epsilon_r = 2.9$; tg $\delta = 0.01$)	ЭМ- диполь	26 40	4	±61	18.6 21.2	12.8/12.4	-16/-15	46 54	75	лп
[16]	Сферическая (переменная плотность печати слоев)	FDM	HIPS	Рупорный	12 18	11.8	н/д	20 25	н/д	—20/ н/д	н/д	н/д	лп
[18]	Сферическая (в форме икосаэдра)	SLA	FLGPCL2 ($\varepsilon_r = 2.85$; tg $\delta = 0.02$)	Ребристый волновод	26.5 37	4.8	<u>+</u> 44	19 21.2	н/д	-15/-18	46 85	70	КП
[17]	Сферическая (слои в виде прямоугольной сетки)	FDM	Nylon 6	Открытый конец волновода	8 12	11	н/д	20.5	13.5	-16.9	59.26	н/д	лп
[11]	Сферическая (элементарные ячейки в форме куба)	cSLA	Керам. суспензия $(\epsilon_r = 9.7;$ tg $\delta =$ = 0.0002)	Открытый конец волновода	28 37	5.4	н/д	19 26	н/д	-18/9	н/д	н/д	лп

Табл. 2. Сравнение линз Люнеберга, реализованных методом 3D-печати

Tab. 2. Comparison of 3D-printed Luneburg lens designs

Продолжение табл. 2

Continuation of the Tab. 2

Ссылка	Вид линзы и тип ячейки	Метод 3D-печати	Материал печати	Количество и тип облучателей	Частотный диапазон, ГГц	Диаметр, см	Диапазон сканирования, ⁰	КУ, дБи	шдн,°	УБЛ Е/Н, дБ	КИП, %	КПД, %	Поляризация
[8]	Сферическая (элементарные ячейки в форме куба)	SLA	C-UV 9400E $(\varepsilon_r = 3.2;$ tg $\delta \sim 4.0)$	Открытый конец волновода	8 12	10	±45	15	23	н/д	н/д	н/д	лп
[24]	Сферическая (полимерные пластины на стержне)	FDM	PLA+ ($\varepsilon_r = 2.54;$ tg $\delta =$ = 0.0045)	Антенна Вивальди	8 12	9	н/д	16 18.6	н/д	-12	н/д	67 95	КП
[31]	Сферическая с использованием QCTO	MQŦ	ε _r = 2.89	Открытый конец волновода	26 40	6	±55	23 25	11	н/д	50 70	н⁄д	лп
[30]	Полусферическая, воздушные отверстия	STS	н/д	Рупорный	12.5	24	н/д	28.4	н/д	н/д	70	н/д	ЛП
[43]	Цилиндрическая, кубические ячейки со сферическими полостями	MQF	PREPERM	Открытый конец волновода	12 18	н/д	н/д	22.2	н/д	-12.5	н/д	н/д	ЛП
[53]	Цилиндрическая, пластины и стержни	SLA	FLGPCL2 ($\epsilon_r = 2.85$; tg $\delta = 0.02$)	Рупорный	20 34	6	±60	11	н/д	н/д	26 57	н/д	КП

Обзор конструкций линзовых антенн Люнеберга, изготовленных методами 3D-печати Review of Luneburg Lens Antenna Designs Manufactured Using 3D Printing

O	кончание	табл.	2

Ending of the Tab. 2

Ссылка	Вид линзы и тип ячейки	Метод 3D-печати	Материал печати	Количество и тип облучателей	Частотный диапазон, ГГц	Диаметр, см	Диапазон сканирования, …°	КУ, дБи	шдн,°	УБЛ Е/Н, дБ	КИП, %	КПД, %	Поляризация
[56]	Цилиндрическая, воздушные отверстия	Д/Н	$\epsilon_{\rm r} = 2.54;$ tg $\delta =$ =0.0045)	н/д	8 12	н/д	±60	13.7 16.3	н/д	н/д	н/д	69 94	КП
[75]	Цилиндрические ячейки	PolyJet	AR-M2 ($\varepsilon_r = 2.6$; tg $\delta = 0.02$)	Открытый конец волновода	57 62	н/д	н⁄д	20	н/д	-10	н/д	н/д	лп
[47]	Цилиндрическая, сетчатая структура	SLA	н/д	Монополь	6 16	15.3	н/д	н/д	4	-8	н/д	н/д	н/д
[59]	Цилиндрическая, столбчатая структура	ΡμSL	н/д	н/д	350 360	н/д	±60	16	н/д	-10	н/д	н/д	н/д

При производстве ЛЛ методом 3D-печати возможны различные варианты реализации распределения диэлектрической проницаемости. К самым распространенным методам относят равномерное разделение линзы на слои одинаковой толщины или на слои с равномерным шагом изменения диэлектрической проницаемости [40]. Эти два варианта исследовались на основе цилиндрических линз с конструкцией в виде концентрических слоев с разным процентным заполнением PLA-пластиком [41]. КУ напечатанной линзы радиусом 5 см с одинаковой толщиной слоев составил 17.6 дБи на частоте 18 ГГц, ширина главного лепестка в *E*-плоскости около 11.9°. КУ

линзы с равномерным шагом изменения диэлектрической проницаемости составил 17.7 дБи, а ШДН около 11.5°.

В [42] представлена напечатанная по технологии SLA цилиндрическая линзовая антенна, работающая на частоте 26 ГГц, конструкция которой выполнена в виде перфорированных цилиндров (как имитация метода изготовления ЛЛ сверлением отверстий в материале). Для 3D-печати используется фотополимер VeroClear с $\varepsilon_r = 2.91$ и tg $\delta = 0.01$ в миллиметровом диапазоне длин волн. Напечатанная цилиндрическая ЛЛ имеет диаметр 88.2 мм (7.65 λ_0) и толщину 20 мм. Конструктивно разделена на две части.



Рис. 7. Цилиндрические ЛЛ: *а* – состоящая из кубических элементарных ячеек [43]; *б* – с радиально-симметричной структурой и ячейкой в форме шестиугольников [46]; *в* – с круговой поляризацией и цилиндрическими воздушными отверстиями [51]; *е* – с диэлектрическими цилиндрами [53]

Fig. 7. Cylindrical LLs: *a* – based on cubic unit cells [43]; *δ* – radial symmetrical structure with hexagonal unit cells [46];
 e – with circular polarization and cylindrical cutouts [51]; *e* – with dielectric cylinders [53]

Внутренняя часть цилиндра представляет собой область с воздушными отверстиями диаметром 1 мм для достижения ε_r от 1.23 до 2, внешний контур цилиндра представляет собой кольцо с нарастающей толщиной, обеспечивающее изменение ε_r от 1 до 1.23. Измерения на частоте 26 ГГц показали значение КУ 16.3 дБи, а УБЛ –11.3 дБ.

В [43] реализована цилиндрическая ЛЛ диапазона 12...18 ГГц с конструкцией из элементарных ячеек в виде кубов со сферическими воздушными полостями (рис. 7, *a*). Для печати использован материал с низкими потерями производителя PREPERM [44]. Измерения показали, что в случае облучателя в виде открытого конца волновода КУ равен 22.2 дБи при УБЛ –12.5 дБ на частоте 15 ГГц. Линза такой конструкции с облучателями, обладающими КП, рассматривается для применения в наземных спутниковых системах связи.

В [45] описана напечатанная по SLA-технологии ЛЛ с радиально-симметричной конструкцией, работающая в диапазоне от 6 до 16 ГГц, реализованная из ячеек в виде неправильных шестиугольников. Линза имеет малую массу с массовой плотностью 0.23 г/см³. В качестве облучателя использовался монополь. На частотах 6 и 16 ГГц УБЛ составил –6.7 и –10.3 дБ соответственно.

Антенна аналогичной конструкции (рис. 7, б) с КУ 19.8 дБи на частоте 10 ГГц представлена в [46]. Как и в [45], линза напечатана по технологии SLA, однако антенна реализована для приложений многолучевого режима, поэтому в

.... 22 качестве облучателей рассматривается микрополосковая антенная решетка. Предлагаемая антенна поддерживает формирование семи лучей с минимальным уровнем перекрытия –2.5 дБ, диапазон сканирования ±29°, КПД 96.2 %.

Для увеличения направленного действия без изменения размеров антенны можно модифицировать функцию распределения показателя преломления в ЛЛ. С такой целью в [47] с помощью 3D-печати изготовлена модифицированная цилиндрическая ЛЛ диаметром 160 мм для диапазона от 8 до 16 ГГц. Изменение распределения диэлектрической проницаемости позволило улучшить субдифракционную фокусировку линзы (эффективность излучения составила более 74 %). Уникальность напечатанной линзы в том, что она содержит 33 слоя, показатель преломления изменяется от 1.26 на внешней поверхности до 1.6 в центре. При печати по технологии SLA была использована фотополимерная смола Vero White Plus 835 с диэлектрической проницаемостью 2.8.

Цилиндрические линзовые антенны, основанные на квазиоптическом формировании луча, в сочетании с волноводными облучателями хорошо подходят для реализации широкополосных многолучевых антенных систем с относительно большим диапазоном сканирования пространства (до ±40° в азимутальной плоскости). Можно выделить две концепции построения линз: на основе диэлектрического волновода (Dielectric slab waveguide - DSW) [48] и на основе волновода из параллельных проводящих пластин (Parallel plate waveguide – PPW) [49]. Сравнение этих концепций линзовых антенн по таким параметрам, как КУ, УБЛ, ширина главного лепестка ДН, показало, что их отличия невелики [50]. Ряд антенн Люнеберга напечатаны с использованием этих концепций [30, 48]. Облучателем выступает патч-антенна с двойной поляризацией. Измеренный КУ составляет 15.1 дБи для вертикальной поляризации и 14.7 дБи для горизонтальной поляризации на частоте 15 ГГц. 3D-печать ЛЛ на основе концепции PPW также представлена в [52] для работы на частоте 35 ГГц.

В [51] предложена цилиндрическая ЛЛ, разработанная на основе концепции PPW. Линза реализована таким образом, чтобы обеспечивать работу в режиме вертикальной и горизонтальной поляризации. Относительная диэлектрическая проницаемость слоев линзы достигается с помощью добавления воздушных отверстий (рис. 7, ε), используется фотополимерная смола с $\varepsilon_r = 3.4$ и tg $\delta = 0.001$.

В [53] представлена линза для диапазона 21...32.5 ГГц на основе концепции РРW для случая КП. Отметим, что ЛЛ с КП может быть реализована путем использования облучателей с КП [54]. Такой подход, несмотря на то что обеспечивает широкополосность антенны, имеет недостатки в виде относительно больших размеров антенной системы и сложности изготовления облучателей.

При реализации концепции PPW КП реализуется путем возбуждения двух ортогональных распространяющихся типов волн TE₁ и TM₀ с изменяющейся разностью фаз благодаря интегрированным параллельным пластинам. Конструктивно линза реализована в виде напечатанных с заданным шагом цилиндров между двумя параллельными пластинами (рис. 7, г), которые впоследствии были металлизированы. Изменение диэлектрической проницаемости от центра к краю обеспечивается выбором радиуса цилиндров. Прототип работает в многолучевом режиме с 5 рупорными облучателями, КУ равен 12 дБи. Материалом печати являлась смола FLGPCL02 ($\epsilon_r = 2.9$; tg $\delta = 0.02$). Однако рассмотренные PPW-линзы в некоторых задачах могут иметь ограниченное применение ввиду их относительно больших массогабаритных параметров.

В [55] приведена ЛЛ, реализованная по концепции DSW. Ее недостатком является резкое снижение рабочей полосы по критерию 3 дБ коэффициента эллиптичности (Axial ratio – AR) при уменьшении размеров антенны. В [56] с помощью 3D-печати реализован прототип цилиндрической многолучевой ЛЛ на основе DSW без этих недостатков. Антенна разработана с КП для диапазона 8...12 ГГц. Чтобы реализовать заданное распределение показателя преломления, цилиндрический слой разбивается на несколько концентрических колец одинаковой ширины, и каждый слой делится на ячейки одинакового размера. Материал печати имеет характеристики $\varepsilon_r = 2.54$, tg $\delta = 0.0045$.

Обзор конструкций линзовых антенн Люнеберга, изготовленных методами 3D-печати Review of Luneburg Lens Antenna Designs Manufactured Using 3D Printing

Представленная ЛЛ имеет малую высоту апертуры 0.43λ₀. По результатам измерений ЛЛ поддерживает многолучевой режим с 11 облучателями и диапазоном углов сканирования ±60° в азимутальной плоскости. КУ для заданных направлений составляет более 13.7 дБи, а полоса рабочих частот по критерию 3 дБ коэффициента эллиптичности 2.4 ГГц.

В [57] исследуется целесообразность использования в качестве облучателя геодезической линзы комбинации патч-антенны и рупора в рамках концепции РРW для X-диапазона (8...12 ГГц). Линза напечатана на 3D-принтере из PLA-пластика и обклеена медной лентой (рис. 8, а). Антенна обеспечивает азимутальное сканирование в 7 положениях, а диапазон углов сканирования составляет ±60°. Однако, как отмечают авторы, из-за допущенных ошибок в изготовлении измеренные характеристики антенны не соответствуют результатам моделирования. КУ на частоте 10 ГГц составил для лучей в разных направлениях 5...7 дБи, в то же время по результатам моделирования он должен был составить более 11 дБи.

Отражающая геодезическая ЛЛ в рамках концепции PPW [58] напечатана на 3D-принтере с использованием PLA-пластика.

Линза разработана для частотного диапазона 8...12 ГГц. Результаты моделирования на частоте 12 ГГц совпадают с результатами измерений, а на частотах 8 и 10 ГГц выявлено несоответствие ШДН и УБЛ.

В [59] представлена реализация многолучевой линзы для субтерагерцового диапазона, работающей на частоте 355 ГГц. Конструкция цилиндрической ЛЛ реализована в виде совокупности прямоугольных столбцов (рис. 8, б). Антенна поддерживает многолучевой режим работы и содержит в своем составе 9 волноводов WR-2.2. Линза и облучатели изготовлены по технологии проекционной микростереолитографии (PµSL) и металлизированы золотым покрытием методом магнетронного распыления для достижения необходимой электропроводности. Линза имеет размеры $14 \times 14 \times 1.6$ мм с допусками ±5 мкм. КУ равен 16 дБи, потери при сканировании составляют менее 1.2 дБ, диапазон углов сканирования ±60°.

Методы ТО также используются для разработки цилиндрических ЛЛ. Авторы работы [60] поставили цель изготовить сжатую ЛЛ с широкоугольным сканированием в частотном диапазоне 3.3...5 ГГц. Благодаря применению данного метода линза преобразуется из сферы в эл-



Рис. 8. Конструкции ЛЛ: *а* – геодезическая, предназначенная для работы в Х-диапазоне [57]; *б* – многолучевая линза субтерагерцового диапазона [59]; *в* – с использованием полимерных колец разной плотности [60]

Fig. 8. Design of LLs: a – geodesic for X-band applications [57]; δ – multibeam for sub-THz frequency range [59]; e – based on polymer rings [60] липтический цилиндр с уменьшенным на 47.5 % объемом. Конструкция линзы представляет собой набор колец, расположенных с разной плотностью и скрепленных по центру стержнями (рис. 8, *в*). Облучатель реализован в виде двухполяризационного диполя. Линза крепится между парой параллельных металлических пластин для увеличения КУ и снижения УБЛ. Антенна обеспечивает пиковый КУ в каждом режиме поляризации 16.1/15.9 дБи, угол сканирования 100° в *H*-плоскости и 40° в *E*-плоскости.

3D-печать цилиндрических линзовых антенн Люнеберга с пространственным питанием. В [61] спроектирована плоская ЛЛ на основе искусственных диэлектриков для частотного диапазона 12...40 ГГц. Тело линзы реализовано путем сочетания напечатанных на 3D-принтере элементов и многослойных печатных плат с металлическими вкраплениями. Такой подход позволяет использовать при создании ЛЛ диэлектрики с высокой диэлектрической проницаемостью и дает преимущество в уменьшении толщины и массы линзы. КУ реализованного прототипа плоской ЛЛ составляет 23.6 дБи. Материалами печати являлись пластики ABS ($\epsilon_r = 2.7$, tg $\delta = 0.01$) и Premix Preperm TP20280 ($\epsilon_r = 4.4$, tg $\delta = 0.004$).

Одной из самых распространенных конструкций цилиндрических плоских линз является набор концентрических колец с разной плотностью диэлектрика. Исследование параметров плоских линз для частотного диапазона 12...18 ГГц, изготовленных методом FDM в виде концентрических диэлектрических колец с разной плотностью печати, можно найти в [62].

Плоская ЛЛ с сотовой структурой (рис. 9, *a*) для частотного диапазона 25...31.5 ГГц и облучателями в виде антенны "волновой канал" представлена в [63]. Линза диаметром $6\lambda_0$ состоит из 4 слоев, толщина стенок сот равна 1 мм. Материалом печати выступает PLA с $\varepsilon_r = 2.2$, tg $\delta =$ = 0.05. С помощью моделирования и теории эффективных сред получена зависимость эффективной диэлектрической проницаемости элементарной ячейки в виде "соты" от длины ее диагонали. КУ составил 16.9 дБи, а УБЛ –17 дБ, эффективность излучения 92 %.

Плоская линза с элементарными ячейками в виде кубов для диапазона 57...64 ГГц показана в [7]. Диаметр линзы равен 30 мм. Для печати использован материал с параметрами: $\varepsilon_r = 2.9$ и tg $\delta = 0.015$. В качестве облучателя используется прямоугольный волновод WR-15. На частоте 60 ГГц КУ составляет 15.3 дБи, ШДН в *E*-плоскости 11.5, а УБЛ не превышает –12 дБ. Также возможно изготовление плоской ЛЛ с элементарными ячейками в виде кубов на основе керамической суспензии MgTiO₃. Такая линза K_u-диапазона (12...18 ГГц) представлена, например, в [64].

В [65] представлена плоская линзовая антенна для К_а-диапазона, которая состоит из 10 концентрических колец толщиной 4.4 мм каждое с различной диэлектрической проницаемостью. Кольца выполнены из разного ABSпластика. Одной из проблем плоской линзы является большая разница диэлектрической



Рис. 9. Цилиндричекая линза: a – с сотовой структурой [63]; б – ЛЛ с применением ТО [69] Fig. 9. Cylindrical lens: a – based on honeycomb unit cells [63]; б – TO-based LL [69]

проницаемости на границе воздух/линза, особенно для центральных слоев, что может привести к значительным отражениям. С целью уменьшить этот эффект для данной антенны используется специально подобранный по диэлектрической проницаемости дополнительный согласующий слой, который печатается поверх каждого кольца. При использовании облучателя в виде открытого конца волновода КУ составляет 25.7 дБи, УБЛ не превышает –18 дБ, а эффективность излучения 67.3 %.

В [66] предложена многолучевая МІМОантенна диапазона 26 ГГц для сетей 5G на основе плоской диэлектрической линзы. Облучателями выступают 4 патч-антенны, расположенные на печатной плате. Линза выполнена в виде перфорированного цилиндра, изготовленного по SLAтехнологии из смолы с $\varepsilon_r = 2.5$ и tg $\delta = 0.0025$. КУ составляет 20.2 дБи, УБЛ не превышает –11 дБ, а эффективность излучения 84.5 %.

В [67] исследована антенная решетка, интегрированная с плоской ЛЛ для формирования системы управления направленным лучом в широком диапазоне частот 45...110 ГГц. Для создания прототипа такой линзы использовалась SLA-технология. Материал для 3D-печати представляет собой композит из метакрилатных олигомеров и метакрилатного мономера с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 2.5$. Показатель преломления слоев изменялся путем размещения круглых отверстий разного диаметра в полимере.

Плоская линза с пластиковым микроэлек-

тромеханическим приводом для управления углом наклона линзы рассмотрена в [68]. Максимальный угол поворота луча составляет ±10° с КУ 18 дБи на частоте 60 ГГц.

В [69] выполнена оптимизация геометрии линзы и функции распределения диэлектрической проницаемости с использованием метода геометрической оптики и метода роя частиц, который широко используется для оптимизации сложных нелинейных функций. Синтезирована оптимизированная конструкция линзы (рис. 9, б). Линза реализована по FDMтехнологии с использованием цилиндрических элементарных ячеек с коническим основанием. В качестве материала линзы выбран высокотемпературный термопласт Ultem 9085 с низким газовыделением, подходящий для применения в космосе. Измеренные параметры материала на частоте 13.9 ГГц составили $\varepsilon_r = 2.69$, tg $\delta = 0.012$. КУ антенны равен 20.6 дБи на частоте 13.4 ГГц. Та же структура была напечатана с использованием многоструйной печати (MultiJet printing -МЈР) из другого материала. Однако авторами отмечено, что материал Ultem 9085 больше подходит для применения в условиях космоса.

Как один из примеров, в [70] представлены напечатанные по технологии SLS полуэллипсоидные ЛЛ, размещенные внутри рупорных антенн WRD350 (3.5...8.2 ГГц) и WRD750 (7.5...18 ГГц). В качестве материала для SLSпечати использовался нейлон PA2200 с $\varepsilon_r = 2.4$. Линзы выполнены со структурой из кубических элементарных ячеек (рис. 10, *a*).





Рис. 10. Эллипсоидальные линзы: *a* – полуэллипсоидная ЛЛ, размещенная внутри рупорной антенны [70];
 б – полусферическая вытянутая и эллипсоидальная однородные линзы [74]
 Fig. 10. Ellipsoidal lenses: *a* – semi-ellipsoidal LL placed inside a horn antenna [70];
 б – hemispherical and ellipsoidal homogeneous lenses [74]

Рупорная антенна К-диапазона (18...28 ГГц) с плоской линзой рассматривается в [71]. Линза предназначена для непосредственного крепления к апертуре рупора и преобразует сферические волны, исходящие из фазового центра антенны, в ЭМ-волны с плоским волновым фронтом. Рупорная антенна имеет эллиптически расширяющиеся боковые стенки, которые напечатаны на 3D-принтере из PLA-пластика и покрыты изнутри медной лентой. Плоская ЛЛ напечатана из эко-ABS-пластика. КУ в диапазоне от 18 до 28 ГГц на 5 дБ выше по сравнению с рупорной антенной без вставки. Аналогичная конструкция, состоящая из рупорной антенны и неоднородной плоской напечатанной линзы для Х-диапазона, рассмотрена в [72]. КУ антенны изменяется от 17 до 20 дБи в диапазоне частот 8.2...12.4 ГГц.

Однородные линзовые антенны также часто реализуются с применением 3D-печати [73]. Они широко рассматриваются для использования в сетях 5G и сопряженных с ними концепциях, например при организации связи автомобилей с другими объектами (Vehicle-toeverything – V2X). Для систем связи V2X в [74] представлено сравнение пяти типов линзовых антенн, напечатанных на 3D-принтере: однородные полусферическая и эллипсоидальная диэлектрические линзы (рис. $10, \delta$) и три линзы с неоднородным распределением диэлектрической проницаемости (линза Френеля, цилиндрическая и сферическая ЛЛ). При сравнении антенн используется один и тот же облучатель в виде патч-антенны. По результатам исследования значение КУ для данных антенн лежит в диапазоне 14.1...14.7 дБи. Самый низкий УБЛ показала сферическая ЛЛ, а высокий – линза Френеля. Эффективность излучения цилиндрической и сферической ЛЛ составила 97 %, в то время как для однородных диэлектрических линз 89 %. При сопоставимом с другими антеннами КУ линза Френеля обладает наибольшими массогабаритными параметрами, а наименьшими – сферическая ЛЛ.

Отметим, что производство антенн с применением аддитивных технологий развивается также за счет разработки новых материалов для 3D-печати. В [75] представлен пример успешного создания ЛЛ цилиндрической формы диаметром 40 мм с применением технологии

PolyJet (материал AR-M2 ε_r = 2.6, tg δ = 0.02). По результатам измерения КУ антенны составляет не менее 20 дБи в диапазоне частот 59...62 ГГц. Эти многообещающие результаты демонстрируют текущие возможности аддитивных технологий производства для создания сложных пассивных компонентов и модулей миллиметрового диапазона.

Заключение. Методы 3D-печати открывают новые возможности для быстрого изготовления с заданной точностью как однородных диэлектрических линзовых антенн, так и более сложных неоднородных ЛЛ. Данный тип антенн широко исследуется для применения в сетях мобильной связи 5G и 6G, а также для иных применений в диапазоне миллиметровых длин волн. Использование технологии аддитивного производства может стать импульсом для массового производства ЛЛ. В сравнении с традиционными субтрактивными методами 3Dпечать позволяет достичь большей экономической эффективности.

Для создания диэлектрических линзовых антенн могут быть применены различные технологии 3D-печати, отличающиеся разрешающей способностью принтеров, скоростью печати и себестоимостью. Таким образом, необходимо выбирать подходящий технологический процесс, основываясь на области применения, сложности конструкции линзы, типе элементарной ячейки, параметрах используемых материалов, требованиях к стоимости продукта, а также с учетом диапазона рабочих частот. С каждым годом методы 3D-печати непрерывно развиваются и в настоящий момент достигнуты технологические возможности печати ЛЛ для суб-ТГц-диапазона с высоким разрешением и точностью. Также появились 3D-принтеры, способные печатать одновременно несколько линз или задействовать несколько печатающих головок с возможностью печати разными материалами, что значительно сокращает время изготовления линзовых антенн.

При разработке линз различных типов и конструкций важно располагать широким ассортиментом материалов с необходимыми химическими, механическими и электромагнитными свойствами в широком диапазоне частот. Для повышения КПД антенн должны быть доступны материалы с низким значением тангенса угла диэлектрических потерь, а для возможности эксплуатации напечатанных линз вне помещений материал должен обеспечивать устойчивость к различным климатическим воздействиям.

На сегодняшний день реализовано множество прототипов ЛЛ различных конструкций. С нашей точки зрения, несмотря на успешное изготовление с помощью аддитивных технологий большого ряда образцов линзовых антенн, задача разработки и реализации новых конструкций и профилей продолжает сохранять научную и практическую ценность. Можно отметить множество работ по созданию новых конструкций линз с применением различных методов синтеза.

Авторский вклад

Кусайкин Дмитрий Вячеславович – подбор литературы; введение; заключение; обзор конструкций линзовых антенн Люнеберга, изготовленных с помощью 3D-печати.

Григорьев Игорь Владимирович – обзор технологий 3D-печати; аннотация; оформление рисунков, текста и списка литературы; правка текста.

Денисов Дмитрий Вадимович – обзор 3D-печати цилиндрических линзовых антенн Люнеберга с пространственным питанием; редактирование, правка текста.

Туральчук Павел Анатольевич – обзор технологий 3D-печати; редактирование, правка текста.

Author's contribution

Dmitry V. Kusaykin, selection of literature; introduction; conclusion; review of 3D printed Luneberg lens antenna designs.

Igor V. Grigoriev, review of 3D printing technologies; annotation; design of drawings, text and bibliography; text editing.

Dmitry V. Denisov, review of 3D printing of cylindrical lens Luneberg antennas with spatial feeding; editing, text editing.

Pavel A. Turalchuk, review of 3D printing technologies; editing, text editing.

Список литературы

1. 3D printed dielectric lenses increase antenna gain and widen beam scanning angle: White paper. URL: https://3dfortify.com/white_papers/3d-printed-dielectriclenses-increase-antenna-gain-and-widen-beam-scanningangle/ (дата обращения 10.10.2023)

2. 3D Printed Antennas for 5G Communication: Current Progress and Future Challenges / Y. Wang, X. Zhang, R. Su, M. Chen, C. Shen, H. Xu, R. He // Chinese J. of Mechanical Engineering: Additive Manufacturing Frontiers. 2023. Vol. 2, iss. 1. P. 100065. doi: 10.1016/j.cjmeam.2023.100065

3. Sato K., Ujiie H. A plate Luneberg lens with the permittivity distribution controlled by hole density // Electronics and Communications in Japan (Pt. I: Communications). 2002. Vol. 85, iss. 9. P. 1–12. doi: 10.1002/ecja.1120

4. Cheng Q., Ma H. F., Cui T. J. Broadband planar Luneburg lens based on complementary metamaterials // Appl. Phys. Lett. 2009. Vol. 95, iss. 18. P. 181901. doi: 10.1063/1.3257375

5. Анализ современных способов и средств технической реализации линзы Люнеберга / Ю. Г. Пастернак, В. А. Пендюрин, Е. А. Рогозин, Р. Е. Рогозин, С. М. Федоров // Антенны. 2022. № 2. Р. 53–62. doi: 10.18127/j03209601-202202-07

6. A 3-D Luneburg Lens Antenna Fabricated by Polymer Jetting Rapid Prototyping / M. Liang, W.-R. Ng, K. Chang, K. Gbele, M. E. Gehm, H. Xin // IEEE Trans

28

Antennas Propag. 2014. Vol. 62, iss. 4. P. 1799–1807. doi: 10.1109/TAP.2013.2297165

7. Millimeter-wave 3D Printed Luneburg Lens Antenna / M. Norooziarab, D. McCloskey, D. S. Kozlov, V. V. Kirillov, S. Bulja, F. Pivit, P. Rulikowski // 2019 IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO). IEEE, 2019. P. 1–2. doi: 10.23919/ RADIO46463.2019.8968885

8. Design of a metamaterial Luneburg lens antenna based on 3D printing technology / J. Yue, C. Zhou, S. Chai, K. Xiao // 2022 2nd Intern. Conf. on Computer Science, Electronic Information Engineering and Intelligent Control Technology (CEI). Nanjing, China, 23–25 Sept. 2022. IEEE, 2022. P. 352–355. doi: 10.1109/ CEI57409.2022.9950224

9. Ratajczak P. Design of a 3D Printed Luneburg Lens Antenna for Multiple Beams Applications at mmwave Frequencies // 13th European Conf. on Antennas and Propagation (Eu-CAP). Krakow, Poland, 31 March 2019–05 Apr. 2019. IEEE, 2019. P. 1–4.

10. Hoel K. V., Kristoffersen S. Characterization of variable density 3D printed materials for broadband GRIN lenses // 2017 IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. San Diego, USA, 09–14 July 2017. IEEE, 2017. P. 2643– 2644. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8073364

11. Brakora K. F., Halloran J., Sarabandi K. Design of 3-D Monolithic MMW Antennas Using Ceramic

Stereolithography // IEEE Trans Antennas Propag. 2007. Vol. 55, № 3. P. 790–797. doi: 10.1109/ TAP.2007.891855

12. Xin H., Liang M. 3-D-Printed Microwave and THz Devices Using Polymer Jetting Techniques // Proc. of the IEEE. 2017. Vol. 105, № 4. P. 737–755. doi: 10.1109/JPROC.2016.2621118

13. Bifunctional Luneburg-Eaton Lens Fabricated of 3-D-Printed Anisotropic Medium / X. Li, G. Wei, S. Lei, K. Han, T. Qiu, G. Zhang, Yu. Zhou // IEEE Antennas Wirel Propag Lett. 2022. Vol. 21, № 7. P. 1462–1466. doi: 10.1109/LAWP.2022.3171777

14. Multibeam 3-D-Printed Luneburg Lens Fed by Magnetoelectric Dipole Antennas for Millimeter-Wave MIMO Applications / Y. Li, L. Ge, M. Chen, Z. Zhang, Z. Li, J. Wang // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019. Vol. 67, № 5. P. 2923–2933. doi: 10.1109/TAP.2019.2899013

15. Magneto-Electric Dipole an-tenna for 5-G applications / G. Scalise, L. Boccia, G. Amendola, M. Rousstia, A. Shamsafar // 2020 14th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP). Copenhagen, Denmark, 15– 20 March 2020. IEEE, 2020. P. 1–3. doi: 10.23919/ EuCAP48036.2020.9136068

16. Сферическая линзовая антенна Люнеберга, изготовленная по технологии 3D-печати / В. М. Кузьминых, Р. С. Орехов, Н. А. Павлов, Ю. П. Саломатов, М. И. Сугак // Антенны и распространение радиоволн. 2019. С. 122–126.

17. Electrically-small Lune-burg lens for antenna gain enhancement using new 3D printing filling technique / H. Saghlatoon, M. M. Honari, S. Aslanzadeh, R. Mirzavand // AEU – Intern. J. of Electronics and Communications. 2020. Vol. 124. P. 153352. doi: 10.1016/j.aeue.2020.153352

18. Wang C., Wu J., Guo Y.-X. A 3-D-Printed Multibeam Dual Circularly Polarized Luneburg Lens Antenna Based on Quasi-Icosahedron Models for Ka-Band Wireless Applications // IEEE Trans Antennas Propag. 2020. Vol. 68, № 8. P. 5807–5815. doi: 10.1109/TAP.2020.2983798

19. Effective medium theories for artificial materials composed of multiple sizes of spherical inclusions in a host continuum / W. M. Merrill, R. E. Diaz, M. M. LoRe, M. C. Squires, N. G. Alexopoulos // IEEE Trans Antennas Propag. 1999. Vol. 47, № 1. P. 142–148. doi: 10.1109/8.753004

20. Guo Y., Li Y., Wang J. A Millimeter-Wave 3D-Printed Dual-Polarized Wideband Luneburg Lens Antenna // IEEE 9th Intern. Symp. on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE). Chengdu, China, 26–29 Aug. 2022. IEEE, 2022. P. 226–229. doi: 10.1109/ MAPE53743.2022.9935214

21. Beam scanning array based on Luneburg lens / Ying Li, Min Liang, Xiaoju Yu, Qi Zhu, Hao Xin // IEEE Antennas and Propagation Society Intern. Symp. (APSURSI), Memphis, USA, 06–11 July 2014. IEEE, 2014. P. 1274–1275. doi: 10.1109/APS.2014.6904964 22. Direction of arrival estimation using Luneburg lens / M. Liang, X. Yu, R. Sabory-García, W.-R. Ng, M. E. Gehm, H. Xin // IEEE/MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest, Montreal, Canada, 17–22 June 2012. IEEE, 2012. P. 1–3. doi: 10.1109/MWSYM.2012.6259559

23. Yu X., Min Liang, Hao Xin. Performance Evaluation of Wideband Microwave Direction-of-Arrival Estimation Using Luneburg Lens // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2017. Vol. 16. P. 2453–2456.

24. A Design of Broadband 3-D-Printed Circularly Polarized Spherical Luneburg Lens Antenna for X – Band / S. Lei, K. Han, X. Li, G. Wei // IEEE Antennas Wirel Propag Lett. 2021. Vol. 20, N 4. P. 528–532.

25. A 3-D-Printed Multibeam Spherical Lens Antenna with Ultrawide-Angle Coverage / K. Liu, C. Zhao, S.-W. Qu, Y. Chen, J. Hu, S. Yang // IEEE Antennas Wirel Propag Lett. 2021. Vol. 20, № 3. P. 411–415. doi: 10.1109/LAWP.2021.3054042

26. Kadera P., Lacik J. Performance Comparison of W-band Luneburg Lens Antenna: Additive versus Subtractive Manufacturing // 20th Intern. Conf. on Microwave Techniques (COMITE), Brno, Czech Republic, 19–21 Apr. 2021. IEEE, 2021. P. 1–6. doi: 10.1109/ COMITE52242.2021.9419879

27. 30–40 GHz Luneburg Lens Antenna OLLA-300400. URL: http://www.ecmicrowave.com/m_product/356-OLLA-300400.html (дата обращения 01.10.2023)

28. Кусайкин Д. В., Денисов Д. В. 3D-печать сферической линзовой антенны в форме многогранника Голдберга // VII Междунар. науч.-техн. конф. "Радиотехника, электроника и связь" (РЭиС-2023). Омск, Россия, 04–06 окт. 2023. Р. 108–110.

29. Влияние электрических размеров линзы Люнеберга на ее дифракционные и антенные характеристики / Д. В. Денисов, В. Я. Носков, Д. В. Кусайкин, А. И. Малкин // Ural Radio Engineering J. 2023. Т. 7, № 4. Р. 343–375.

30. A Design Method of the 3-D-Printed Luneburg Lens Antenna / M. Wang, Z. Liao, J. Chen, X. Zhao, R. Jin // IEEE 10th Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation (APCAP), Xiamen, China, 04–07 Nov. 2022. IEEE, 2022. P. 1–2. doi: 10.1109/APCAP56600.2022.10069583

31. Biswas S., Mirotznik M. High gain, wide-angle QCTO-enabled modified Luneburg lens antenna with broadband anti-reflective layer // Sci Rep. 2020. Vol. 10, № 1. Art. no. 12646. doi: 10.1038/s41598-020-69631-6

32. Xu R., Chen Z. N. A Hemispherical Wide-Angle Beamsteering Near-Surface Focal-Plane Metamaterial Luneburg Lens Antenna Using Trans-formation-Optics // IEEE Trans Antennas Propag. 2022. Vol. 70, № 6. P. 4224–4233. doi: 10.1109/TAP.2021.3138554

33. Wang B., Wang C., Zhu Q. An Ellipsoidal Luneburg Lens Antenna for Gain Enhancement and Beam Scanning // 7th Intern. Conf. on Computer and Communications (ICCC), Chengdu, China, 10–13 Dec. 2021. IEEE, 2021. P. 2149–2153. doi: 10.1109/ ICCC54389.2021.9674665

34. Giddens H., Andy A. S., Hao Y. Multimaterial 3-D Printed Compressed Luneburg Lens for mm-Wave

Обзор конструкций линзовых антенн Люнеберга, изготовленных методами 3D-печати Review of Luneburg Lens Antenna Designs Manufactured Using 3D Printing

Beam Steering // IEEE Antennas Wirel Propag Lett. 2021. Vol. 20, № 11. P. 2166–2170. doi: 10.1109/ LAWP.2021.3109591

35. Xu R., Chen Z. N. A Transformation-Optics-Based Flat Metamaterial Luneburg Lens Antenna with Zero Focal Length // IEEE Trans Antennas Propag. 2022. Vol. 70, № 5. P. 3287–3296. doi: 10.1109/TAP.2021.3137528

36. Realization of modified Lune-burg lens antenna using quasi-conformal trans-formation optics and additive manufacturing / S. Biswas, A. Lu, Z. Larimore, P. Parsons, A. Good, N. Hudak, B. Garrett, J. Suarez, M. S. Mirotznik // Microw. Opt. Technol. Lett. 2019. Vol. 61, № 4. P. 1022–1029. doi: 10.1002/mop.31696

37. A 3-D-printed Luneburg lens antenna with consistent multibeams based on quasi-pyramid structure / Y. Zang, Y. Zhu, W. Xie, X. Liu, L. Bu, Y. Yang // Intern. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2022. Vol. 32, № 12. Art. e23437. doi: 10.1002/mmce.23437

38. 3D-Printed Omnidirectional Luneburg Lens Retroreflectors for Low-Cost mm-Wave Positioning / R. A. Bahr, A. O. Adeyeye, S. V. Rijs, M. M. Tentzeris // IEEE Intern. Conf. on RFID (RFID), Orlando, USA, 28 Sept. 2020–16 Oct. 2020. IEEE, 2020. P. 1–7. doi: 10.1109/RFID49298.2020.9244891

39. Wide-Angle Ceramic Retroreflective Luneburg Lens Based on Quasi-Conformal Transformation Optics for Mm-Wave Indoor Localization / P. Kadera, J. Sánchez-Pastor, H. Eskandari, T. Tyc, M. Sakaki, M. Schüßler, R. Jakoby, N. Benson, A. Jiménez-Sáez, J. Láčík // IEEE Access. 2022. Vol. 10. P. 41097–41111. doi: 10.1109/ACCESS.2022.3166509

40. Grigoriev I., Munina I., Zelenchuk D. 3D printed Ku band cylindrical Luneburg lens // J. Phys. Conf. Ser. 2021. Vol. 2015, № 1. P. 012095. doi: 10.1088/ 1742-6596/2015/1/012095

41. Григорьев И. В., Мунина И. В. Цилиндрическая линза Люнеберга с использованием аддитивных технологий // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2021. С. 606–611.

42. 3D-printed cylindrical Luneburg lens antenna for millimeter-wave applications / P. Liu, X.-W. Zhu, Y. Zhang, Ji Li, Z. Jiang // Intern. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2020. Vol. 30, № 1. Art. e21994. doi: 10.1002/mmce.21994

43. Björkqvist O., Dahlberg O., Quevedo-Teruel O. Additive Manufactured Three Dimensional Luneburg Lens for Satellite Communications // 13th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP), Krakow, Poland, 31 March 2019–05 Apr. 2019. IEEE, 2019. P. 1–4.

44. Preperm webshop 3D filaments. URL: https://www.preperm.com/webshop/product-category/ 3d-filaments/ (дата обращения 10.10.2023)

45. Ultrabroadband Three-Dimensional Printed Radial Perfectly Symmetric Gradient Honeycomb All-Dielectric Dual-Directional Lightweight Planar Luneburg Lens / J. Chen, X. Yuan, M. Chen, X. Cheng, A. Zhang, G. Peng, W.-L. Song, D. Fang // ACS Appl. Mater. Interfaces. 2018. Vol. 10, № 44. P. 38404–38409. doi: 10.1021/acsami.8b11239

46. Cao Y., Yan S. A low-profile high-gain multibeam antenna based on 3D-printed cylindrical Luneburg lens // Microw. Opt. Technol. Lett. 2021. Vol. 63, № 7. P. 1965–1971. doi: 10.1002/mop.32862

47. Modified Luneburg Lens for Achromatic Subdiffraction Focusing and Directional Emission / J. Chen, H. Chu, H. Chu, Y. Lai, M. Chen, D. Fang // IEEE Trans Antennas Propag. 2021. Vol. 69, № 11. P. 7930– 7934. doi: 10.1109/TAP.2021.3083843

48. Xue L., Fusco V. Patch-fed planar dielectric slabwaveguide Luneburg lens // IET microwaves, antennas & propagation. 2008. Vol. 2, iss. 2. P. 109–114. doi: 10.1049/iet-map:20070146

49. Multiple beam antenna based on a parallel plate waveguide continuous delay lens beamformer / H. Legay, S. Tubau, E. Girard, J.-P. Fraysse, R. Chiniard, C. Diallo, R. Sauleau, M. Ettorre, N. Fonseca // Intern. Symp. on Antennas and Propagation (ISAP), Okinawa, Japan, 24–28 Oct. 2016. IEEE, 2016. P. 118–119.

50. Millimetre-wave dielectric slab and parallel plate waveguide dielectric lens antennas for beam steering / A. Karttunen, K. Piiroinen, J. Ala-Laurinaho, A. V. Räisänen // The 8th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), The Hague, Netherlands, 06–11 Apr. 2014. IEEE, 2014. P. 459–462. doi: 10.1109/EuCAP.2014.6901791

51. 3-D Printed Cylindrical Luneburg Lens for Dual Polarization / B. Qu, S. Yan, A. Zhang, F. Wang, F. Wang // IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 2021. Vol. 20, № 6. P. 878–882. doi: 10.1109/LAWP.2021.3065938

52. A wide-angle scanning Luneburg lens antenna / Y. Zheng, C. Ma, S. Zheng, N. Yang // Intern. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2022. Vol. 32, № 6. Art. e23143. doi: 10.1002/mmce.23143

53. Wang C., Wu J., Guo Y.-X. A 3-D-Printed Wideband Circularly Polarized Parallel-Plate Luneburg Lens Antenna // IEEE Trans Antennas Propag. 2020. Vol. 68, № 6. P. 4944–4949. doi: 10.1109/ TAP.2019.2955222

54. Thornton J. Waveguide feed chains for scanning lens array in Ku and Ka bands // The 8th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), The Hague, Netherlands, 06–11 Apr. 2014. IEEE, 2014. P. 3026–3029. doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902465

55. Circularly polarised planar Lune-berg lens antenna for mm-wave wireless communication / Z. Shi, S. Yang, S.-W. Qu, Y. Chen // Electron Lett. 2016. Vol. 52, № 15. P. 1281–1282. doi: 10.1049/el.2016.1524

56. A Wideband 3-D-Printed Multibeam Circularly Polarized Ultrathin Dielectric Slab Waveguide Luneburg Lens Antenna / S. Lei, Gao Wei, K. Han, X. Li, T. Qiu // IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 2022. Vol. 21, № 8. P. 1582–1586. doi: 10.1109/ LAWP.2022.3174866

57. Berglund E., Freimanis S. 3D-Printed Geodesic Luneburg Lens Antenna with Novel Patch Antenna

Feeding // Kandidatexjobb i elektroteknik. Stockholm: KTH, 2021. P. 353–363.

58. Oxelmark D., Jonasson L. 3D-Printed Geodesic Reflective Luneburg Lens Antenna for X-Band // Kandidatexjobb i elektroteknik. Stockholm: KTH, 2021. P. 365-373.

59. A 3D-Printed Subterahertz Metallic Surface-Wave Luneburg Lens Multibeam Antenna / B. Nie, H. Lu, T. Skaik, Y. Liu, Y. Wang // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 2023. Vol. 13, № 3. P. 297-301. doi: 10.1109/TTHZ.2023.3242227

60. A bi-dimensional compressed Luneburg lens antenna for miniaturization based on transformation optics / Y. Zang, Y. Zhu, W. Xie, Y. Yang, L. Bu // Front. Phys. 2022. Vol. 10. P. 1-11. doi: 10.3389/ fphy.2022.1012470

61. Ultra-Wideband Flat Metamate-rial GRIN Lenses Assisted with Additive Man-ufacturing Technique / S. Zhang, R. K. Arya, W. G. Whittow, D. Cadman, R. Mittra, J. C. Vardaxoglou // IEEE Trans Antennas Propag. 2021. Vol. 69, № 7. P. 3788-3799. doi: 10.1109/TAP.2020.3044586

62. 3D-printed planar graded index lenses / S. Zhang, R. K. Arya, S. Pandey, Y. Vardaxoglou, W. Whittow, R. Mittra // IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2016. Vol. 10, № 13. P. 1411-1419. doi: 10.1049/ietmap.2016.0013

63. Lightweight 3D-Printed Fractal Gradient-Index Lens Antenna with Stable Gain Performance / Y. Kim, D. A. Pham, R. Phon, S. Lim // Fractal and Fractional. 2022. Vol. 6, № 10. P. 551. doi: 10.3390/fractalfract6100551

64. Design of Ku-Band Flat Lune-burg Lens Using Ceramic 3-D Printing / Y.-H. Lou, Y.-X. Zhu, G.-F. Fan, W. Lei, W.-Z. Lu, X.-C. Wang // IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 2021. Vol. 20, № 2. P. 234-238. doi: 10.1109/LAWP.2020.3046489

65. Poyanco J.-M., Pizarro F., Rajo-Iglesias E. Cost-effective wideband dielectric planar lens antenna for millimeter wave applications // Sci Rep. 2022. Vol. 12, № 1. P. 4204. doi: 10.1038/s41598-022-07911-z

66. Low-cost lens antenna for 5G multi-beam communication / E. Garcia-Marin, D. S. Filipovic, J. L. Masa, P. Sanchez-Olivares // Microw Opt Technol Lett. 2020. Vol. 62, № 11. P. 3611–3622. doi: 10.1002/mop.32486

67. Manafi S., González J. F., Filipovic D. S. Design of a Perforated Flat Luneburg Lens Antenna Array for Wideband Millimeter-Wave Applications // 13th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP), Krakow, Poland, 31 March 2019-05 Apr. 2019. IEEE, 2019. P. 1-5.

68. Hegazy A. M., Basha M. A., Safavi-Naeini S. 3D-Printed Scanning Dielectric Lens Antenna // 2019 IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, Atlanta, USA, 07-12 July 2019. IEEE, 2019. P. 1991-1992. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8889020

69. Three-Dimensionally Printed, Shaped, Engineered Material Inhomogeneous Lens Antennas for Next-Generation Space-borne Weather Radar Systems / J. Budhu, Y. Rahmat-Samii, R. E. Hodges, D. C. Hofmann, D. F. Ruffatto, K. C. Carpenter // IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 2018. Vol. 17, № 11. P. 2080-2084. doi: 10.1109/LAWP.2018.2848263

70. 3-D Printed Monolithic GRIN Dielectric-Loaded Double-Ridged Horn Antennas / K. V. Hoel, M. Ignatenko, S. Kristoffersen, E. Lier, D. S. Filipovic // IEEE Trans. Antennas. Propag. 2020. Vol. 68, № 1. P. 533-539. doi: 10.1109/TAP.2019.2938563

71. Goode I., Saavedra C. E. 3D Printed 18 GHz to 28 GHz Horn Antenna and Gradient Index of Refraction Lens // 2021 XXXIVth General Assembly and Scientific Symp. of the Intern. Union of Radio Science (URSI GASS), Rome, Italy, 28 Aug. 2021-04 Sept. 2021. IEEE, 2021. P. 1-4. doi: 10.23919/URSIGASS51995.2021.9560278

72. Wirth S. G., Morrow I. L., Horsfall I. Near-Field Microwave Imaging using a Polarimetric Array of 3D Printed Antennas and Lenses // Loughborough Antennas & Propagation Conf. 2018 (LAPC 2018), Loughborough, 12-13 Nov. 2018. IEEE, 2018. P. 1-6. doi: 10.1049/cp.2018.1486

73. Low-cost 3D Printed Circularly Polarized Lens Antenna for 5.9 GHz V2X Applications / W. Kalista, L. Leszkowska, M. Rzymowski, K. Nyka, L. Kulas // 17th European Conf. on Antennas and Propagation (Eu-CAP), Florence, Italy, 26-31 March 2023. IEEE, 2023. P. 1-4. doi: 10.23919/EuCAP57121.2023.10133420

74. Low-Cost 3D Printed Dielectric Lens Antennas for 5.9 GHz Frequency Band V2X Applications / W. Kalista, L. Leszkowska, M. Rzymowski, K. Nyka, L. Kulas // 24th Intern. Microwave and Radar Conf. (MIKON), Gdansk, Poland, 12-14 Sept. 2022. IEEE, 2022. P. 1-4. doi: 10.23919/MIKON54314.2022.9924842

75. Kubach A., Shoykhetbrod A., Herschel R. 3D printed luneburg lens for flexible beam steering at millimeter wave frequencies // 47th European Microwave Conf. (EuMC), Nuremberg, Germany, 10-12 Oct. 2017. IEEE, 2017. P. 787-790. doi: 10.23919/EuMC.2017.8230965

Информация об авторах

Кусайкин Дмитрий Вячеславович – кандидат технических наук (2015), доцент (2021), доцент кафедры многоканальной электрической связи Уральского технического института связи и информатики (филиал) Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики (УрТИСИ СибГУТИ). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; системный анализ; системы связи. Адрес: УрТИСИ СибГУТИ, ул. Репина, д. 15, Екатеринбург, 620109, Россия E-mail: kusaykin@mail.ru

Григорьев Игорь Владимирович – бакалавр по направлению "Радиотехника" (2022), студент 2-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. 31 Обзор конструкций линзовых антенн Люнеберга, изготовленных методами 3D-печати

Review of Luneburg Lens Antenna Designs Manufactured Using 3D Printing

В. И. Ульянова (Ленина). Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – пассивные СВЧустройства; антенная техника.

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

E-mail: grigorev.i1@mail.ru

Денисов Дмитрий Вадимович – кандидат технических наук (2015), доцент (2021), доцент кафедры информационных технологий и систем управления Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета, доцент кафедры информационных систем и технологий Уральского технического института связи и информатики (филиал) Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики (УрТИСИ СибГУТИ). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; антенная техника.

Адрес: Уральский федеральный университет, ул. Мира, д. 32, Екатеринбург, 620002, Россия E-mail: denisov.dv55@gmail.com

Туральчук Павел Анатольевич – кандидат физико-математических наук (2010), доцент кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 80 научных работ. Сфера научных интересов – пассивные и активные СВЧ-устройства с использованием планарной и многослойных технологий; физическая акустика; антенная техника.

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

E-mail: paturalchuk@etu.ru

References

1. 3D printed dielectric lenses increase antenna gain and widen beam scanning angle: White paper. Available at: https://3dfortify.com/white_papers/3d-printed-dielectriclenses-increase-antenna-gain-and-widen-beam-scanningangle/ (accessed 10.10.2023)

2. Wang Y., Zhang X., Su R., Chen M., Shen C., Xu H., He R. 3D Printed Antennas for 5G Communication: Current Progress and Future Challenges. Chinese J. of Mechanical Engineering: Additive Manufacturing Frontiers. 2023, vol. 2, iss. 1, p. 100065. doi: 10.1016/ j.cjmeam.2023.100065

3. Sato K., Ujiie H. A Plate Luneberg Lens with the Permittivity Distribution Controlled by Hole Density. Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications). 2002, vol. 85, iss. 9, pp. 1–12. doi: 10.1002/ecja.1120

4. Cheng Q., Ma H. F., Cui T. J. Broadband Planar Luneburg Lens Based on Complementary Metamaterials. Appl. Phys. Lett. 2009, vol. 95, iss. 18, p. 181901. doi: 10.1063/1.3257375

5. Pasternak Yu. G., Pendyurin V. A., Rogozin E. A., Rogozin R. E., Fedorov S. M. Analysis of Modern Methods and Means of Technical Implementation of Luneberg Lens. Antennas. 2022, no. 2, pp. 53–62. doi: 10.18127/j03209601-202202-07 (In Russ.)

6. Liang M., Ng W.-R., Chang K., Gbele K., Gehm M. E., Xin H. A 3-D Luneburg Lens Antenna Fabricated by Polymer Jetting Rapid Prototyping. IEEE Trans Antennas Propag. 2014, vol. 62, iss. 4, pp. 1799–1807. doi: 10.1109/TAP.2013.2297165

7. Norooziarab M., McCloskey D., Kozlov D. S., Kirillov V. V., Bulja S., Pivit F., Rulikowski P. Millimeter-wave 3D Printed Luneburg Lens Antenna. 2019 IEEE Radio and Antenna Days of the Indian Ocean (RADIO). IEEE, 2019, pp. 1–2. doi: 10.23919/ RADIO46463.2019.8968885

8. Yue J., Zhou C., Chai S., Xiao K. Design of a Metamaterial Luneburg Lens Antenna Based on 3D Printing Technology. 2022 2nd Intern. Conf. on Computer Science, Electronic Information Engineering and Intelligent Control Technology (CEI). Nanjing, China, 23–25 Sept. 2022. IEEE, 2022, pp. 352–355. doi: 10.1109/CEI57409.2022.9950224

9. Ratajczak P. Design of a 3D Printed Luneburg Lens Antenna for Multiple Beams Applications at mmwave Frequencies. 13th European Conf. on Antennas and Propagation (Eu-CAP). Krakow, Poland, 31 March 2019–05 April 2019. IEEE, 2019, pp. 1–4.

10. Hoel K. V., Kristoffersen S. Characterization of Variable Density 3D Printed Materials for Broadband GRIN Lenses. 2017 IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. San Diego, USA, 09–14 July 2017. IEEE, 2017, pp. 2643–2644. doi: 10.1109/ APUSNCURSINRSM.2017.8073364

11. Brakora K. F., Halloran J., Sarabandi K. Design of 3-D Monolithic MMW Antennas Using Ceramic Stereolithography. IEEE Trans Antennas Propag. 2007, vol. 55, no. 3, pp. 790–797. doi: 10.1109/ TAP.2007.891855

12. Xin H., Liang M. 3-D-Printed Microwave and THz Devices Using Polymer Jetting Techniques. Proc. of the IEEE. 2017, vol. 105, no. 4, pp. 737–755. doi: 10.1109/JPROC.2016.2621118

13. Li X., Wei G., Lei S., Han K., Qiu T., Zhang G., Zhou Yu. Bifunctional Luneburg-Eaton Lens Fabricated of 3-D-Printed Anisotropic Medium. IEEE Antennas Wirel Propag Lett. 2022, vol. 21, no. 7, pp. 1462–1466. doi: 10.1109/LAWP.2022.3171777

14. Li Y., Ge L., Chen M., Zhang Z., Li Z., Wang J. Multibeam 3-D-Printed Luneburg Lens Fed by Magnetoelectric Dipole Antennas for Millimeter-Wave MIMO

32

Applications. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019, vol. 67, no. 5, pp. 2923–2933. doi: 10.1109/TAP.2019.2899013

15. Scalise G., Boccia L., Amendola G., Rousstia M., Shamsafar A. Magneto-Electric Dipole antenna for 5-G applications. 2020 14th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP). Copenhagen, Denmark, 15–20 March 2020. IEEE, 2020, pp. 1–3. doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9136068

16. Kuzminykh V. M., Orekhov R. S., Pavlov N. A., Salomatov Yu. P., Sugak M. I. Luneburg Spherical Lens Antenna, Made Using 3D Printing Technology. Antennas and Radio Wave Propagation. 2019, pp. 122–126. (In Russ.)

17. Saghlatoon H., Honari M. M., Aslanzadeh S., Mirzavand R. Electrically-small Luneburg Lens for Antenna Gain Enhancement Using New 3D Printing Filling Technique. AEU – Intern. J. of Electronics and Communications. 2020, vol. 124, p. 153352. doi: 10.1016/j.aeue.2020.153352

18. Wang C., Wu J., Guo Y.-X. A 3-D-Printed Multibeam Dual Circularly Polarized Luneburg Lens Antenna Based on Quasi-Icosahedron Models for Ka-Band Wireless Applications. IEEE Trans Antennas Propag. 2020, vol. 68, no. 8, pp. 5807–5815. doi: 10.1109/TAP.2020.2983798

19. Merrill W. M., Diaz R. E., LoRe M. M., Squires M. C., Alexopoulos N. G. Effective Medium Theories for Artificial Materials Composed of Multiple Sizes of Spherical Inclusions in a Host Continuum. IEEE Trans Antennas Propag. 1999, vol. 47, no. 1, pp. 142–148. doi: 10.1109/8.753004

20. Guo Y., Li Y., Wang J. A Millimeter-Wave 3D-Printed Dual-Polarized Wideband Luneburg Lens Antenna. IEEE 9th Intern. Symp. on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications (MAPE). Chengdu, China, 26–29 August 2022. IEEE, 2022, pp. 226–229. doi: 10.1109/ MAPE53743.2022.9935214

21. Ying Li, Min Liang, Xiaoju Yu, Qi Zhu, Hao Xin. Beam Scanning Array Based on Luneburg Lens. IEEE Antennas and Propagation Society Intern. Symp. (AP-SURSI), Memphis, USA, 06–11 July 2014. IEEE, 2014, pp. 1274–1275. doi: 10.1109/APS.2014.6904964

22. Liang M., Yu X., Sabory-García R., Ng W.-R., Gehm M. E., Xin H. Direction of Arrival Estimation Using Luneburg Lens. IEEE/MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest, Montreal, Canada, 17–22 June 2012. IEEE, 2012, pp. 1–3. doi: 10.1109/MWSYM. 2012.6259559

23. Yu X., Min Liang, Hao Xin. Performance Evaluation of Wideband Microwave Direction-of-Arrival Estimation Using Luneburg Lens. IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2017, vol. 16, pp. 2453–2456.

24. Lei S., Han K., Li X., Wei G. A Design of Broadband 3-D-Printed Circularly Polarized Spherical Luneburg Lens Antenna for X–Band. IEEE Antennas Wirel Propag Lett. 2021, vol. 20, no. 4, pp. 528–532.

25. Liu K., Zhao C., Qu S.-W., Chen Y., Hu J., Yang S. A 3-D-Printed Multibeam Spherical Lens Antenna with Ultrawide-Angle Coverage. IEEE Antennas Wirel Propag Lett. 2021, vol. 20, no. 3, pp. 411–415. doi: 10.1109/LAWP.2021.3054042

26. Kadera P., Lacik J. Performance Comparison of W-band Luneburg Lens Antenna: Additive versus Subtractive Manufacturing. 20th Intern. Conf. on Microwave Techniques (COMITE), Brno, Czech Republic, 19–21 April 2021. IEEE, 2021, pp. 1–6. doi: 10.1109/ COMITE52242.2021.9419879

27. 30–40 GHz Luneburg Lens Antenna OLLA-300400. Available at: http://www.ecmicrowave.com/m_product/ 356-OLLA-300400.html (accessed 10.10.2023)

28. Kusaykin D. V., Denisov D. V. *3D-pechat` sfericheskoj linzovoj antenny` v forme mnog-ogrannika Goldberga* [3D-Printing of a Spherical Lens Antenna in the Form of a Goldberg Polyhedron]. VII Intern. Scientific and Technical Conf. "Radio Engineering, Electronics and Communications" (REiS-2023). Omsk, Russia, 04–06 Oct. 2023, pp. 108–110. (In Russ.)

29. Denisov D. V., Noskov V. Ya., Kusaikin D. V., Malkin A. I. The Influence of the Electrical Dimensions of the Luneberg Lens on Its Diffraction and Antenna Characteristics. Ural Radio Engineering J. 2023, vol. 7, no. 4, pp. 343–375. (In Russ.)

30. Wang M., Liao Z., Chen J., Zhao X., Jin R. A Design Method of the 3-D-Printed Luneburg Lens Antenna. IEEE 10th Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation (APCAP), Xiamen, China, 04–07 Nov. 2022. IEEE, 2022, pp. 1–2. doi: 10.1109/APCAP56600.2022.10069583

31. Biswas S., Mirotznik M. High Gain, Wide-Angle QCTO-Enabled Modified Luneburg Lens Antenna with Broadband Anti-Reflective Layer. Sci Rep. 2020, vol. 10, no. 1, art. no. 12646. doi: 10.1038/s41598-020-69631-6

32. Xu R., Chen Z. N. A Hemispherical Wide-Angle Beamsteering Near-Surface Focal-Plane Metamaterial Luneburg Lens Antenna Using Transformation-Optics. IEEE Trans Antennas Propag. 2022, vol. 70, no. 6, pp. 4224–4233. doi: 10.1109/ TAP.2021.3138554

33. Wang B., Wang C., Zhu Q. An Ellipsoidal Luneburg Lens Antenna for Gain Enhancement and Beam Scanning. 7th Intern. Conf. on Computer and Communications (ICCC), Chengdu, China, 10–13 Dec. 2021. IEEE, 2021, pp. 2149–2153. doi: 10.1109/ICCC54389.2021.9674665

34. Giddens H., Andy A. S., Hao Y. Multimaterial 3-D Printed Compressed Luneburg Lens for mm-Wave Beam Steering. IEEE Antennas Wirel Propag Lett. 2021, vol. 20, no. 11, pp. 2166–2170. doi: 10.1109/ LAWP.2021.3109591

35. Xu R., Chen Z. N. A Transformation-Optics-Based Flat Metamaterial Luneburg Lens Antenna with Zero Focal Length. IEEE Trans Antennas Propag. 2022, vol. 70, no. 5, pp. 3287–3296. doi: 10.1109/TAP.2021.3137528

36. Biswas S., Lu A., Larimore Z., Parsons P., Good A., Hudak N., Garrett B., Suarez J., Mirotznik M. S. Realization of Modified Lune-Burg Lens Antenna Using Quasi-Conformal Transformation Optics and Additive Manufacturing. Microw. Opt. Technol. Lett. 2019, vol. 61, no. 4, pp. 1022–1029. doi: 10.1002/mop.31696

37. Zang Y., Zhu Y., Xie W., Liu X., Bu L., Yang Y. A 3-D-Printed Luneburg Lens Antenna with Consistent Multibeams Based on Quasi-Pyramid Structure. Intern. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2022, vol. 32, no. 12, art. e23437. doi: 10.1002/mmce.23437

38. Bahr R. A., Adeyeye A. O., Rijs S. V., Tentzeris M. M. 3D-Printed Omnidirectional Luneburg Lens Retroreflectors for Low-Cost mm-Wave Positioning. IEEE Intern. Conf. on RFID (RFID), Orlando, USA, 28 Sept. 2020–16 Oct. 2020. IEEE, 2020, pp. 1–7. doi: 10.1109/RFID49298.2020.9244891

39. Kadera P., Sánchez-Pastor J., Eskandari H., Tyc T., Sakaki M., Schüßler M., Jakoby R., Benson N., Jiménez-Sáez A., Láčík J. Wide-Angle Ceramic Retroreflective Luneburg Lens Based on Quasi-Conformal Transformation Optics for Mm-Wave Indoor Localization. IEEE Access. 2022, vol. 10, pp. 41097–41111. doi: 10.1109/ACCESS.2022.3166509

40. Grigoriev I., Munina I., Zelenchuk D. 3D Printed Ku Band Cylindrical Luneburg Lens. J. Phys. Conf. Ser. 2021, vol. 2015, no. 1, p. 012095. doi: 10.1088/1742-6596/2015/1/012095

41. Grigoriev I. V., Munina I. V. Cylindrical Luneberg Lens Using Additive Technologies. Microwave Electronics and Microelectronics. 2021, pp. 606–611. (In Russ.)

42. Liu P., Zhu X.-W., Zhang Y., Ji Li, Jiang Z. 3D-Printed Cylindrical Luneburg Lens Antenna for Millimeter-Wave Applications. Intern. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2020, vol. 30, no. 1, art. e21994. doi: 10.1002/mmce.21994

43. Björkqvist O., Dahlberg O., Quevedo-Teruel O. Additive Manufactured Three Dimensional Luneburg Lens for Satellite Communications. 13th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP), Krakow, Poland, 31 March 2019–05 Apr. 2019. IEEE, 2019, pp. 1–4.

44. Preperm webshop 3D filaments. Available at: https://www.preperm.com/webshop/product-category/ 3d-filaments/ (accessed 10.10.2023)

45. Chen J., Yuan X., Chen M., Cheng X., Zhang A., Peng G., Song W.-L., Fang D. Ultrabroadband Three-Dimensional Printed Radial Perfectly Symmetric Gradient Honeycomb All-Dielectric Dual-Directional Lightweight Planar Luneburg Lens. ACS Appl. Mater. Interfaces. 2018, vol. 10, no. 44, pp. 38404–38409. doi: 10.1021/acsami.8b11239

46. Cao Y., Yan S. A Low-Profile High-Gain Multi-Beam Antenna Based on 3D-Printed Cylindrical Luneburg Lens. Microw. Opt. Technol. Lett. 2021, vol. 63, no. 7, pp. 1965–1971. doi: 10.1002/mop.32862

47. Chen J., Chu H., Lai Y., Chen M., Fang D. Modified Luneburg Lens for Achromatic Subdiffraction Focusing and Directional Emission. IEEE Trans Antennas Propag. 2021, vol. 69, no. 11, pp. 7930–7934. doi: 10.1109/TAP.2021.3083843 48. Xue L., Fusco V. Patch-Fed Planar Dielectric Slabwaveguide Luneburg Lens. IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2008, vol. 2, iss. 2, pp. 109–114. doi: 10.1049/iet-map:20070146

49. Legay H., Tubau S., Girard E., Fraysse J.-P., Chiniard R., Diallo C., Sauleau R., Ettorre M., Fonseca N. Multiple Beam Antenna Based on a Parallel Plate Waveguide Continuous Delay Lens Beamformer. Intern. Symp. on Antennas and Propagation (ISAP), Okinawa, Japan, 24–28 Oct. 2016. IEEE, 2016, pp. 118–119.

50. Karttunen A., Piiroinen K., Ala-Laurinaho J., Räisänen A. V. Millimetre-Wave Dielectric Slab and Parallel Plate Waveguide Dielectric Lens Antennas for Beam Steering. The 8th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), The Hague, Netherlands, 06–11 April 2014. IEEE, 2014, pp. 459–462. doi: 10.1109/EuCAP.2014.6901791

51. Qu B., Yan S., Zhang A., Wang F., Wang F. 3-D Printed Cylindrical Luneburg Lens for Dual Polarization. IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 2021, vol. 20, no. 6, pp. 878–882. doi: 10.1109/LAWP.2021.3065938

52. Zheng Y., Ma C., Zheng S., Yang N. A Wide-Angle Scanning Luneburg Lens Antenna. Intern. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2022, vol. 32, no. 6, art. e23143. doi: 10.1002/ mmce.23143

53. Wang C., Wu J., Guo Y.-X. A 3-D-Printed Wideband Circularly Polarized Parallel-Plate Luneburg Lens Antenna. IEEE Trans Antennas Propag. 2020, vol. 68, no. 6, pp. 4944–4949. doi: 10.1109/TAP.2019.2955222

54. Thornton J. Waveguide Feed Chains for Scan-Ning Lens Array in Ku and Ka Bands. The 8th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), The Hague, Netherlands, 06–11 Apr. 2014. IEEE, 2014, pp. 3026–3029. doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902465

55. Shi Z., Yang S., Qu S.-W., Chen Y. Circularly Polarised Planar Luneberg Lens Antenna for mm-Wave Wireless Communication. Electron Lett. 2016, vol. 52, no. 15, pp. 1281–1282. doi: 10.1049/el.2016.1524

56. Lei S., Gao Wei, Han K., Li X., Qiu T. A Wideband 3-D-Printed Multibeam Circularly Polarized Ultrathin Dielectric Slab Waveguide Luneburg Lens Antenna. IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 2022, vol. 21, no. 8, pp. 1582–1586. doi: 10.1109/ LAWP.2022.3174866

57. Berglund E., Freimanis S. 3D-Printed Geodesic Luneburg Lens Antenna with Novel Patch Antenna Feeding. Kandidatexjobb i elektroteknik. Stockholm, KTH, 2021, pp. 353–363.

58. Oxelmark D., Jonasson L. 3D-Printed Geodesic Reflective Luneburg Lens Antenna for X-Band. Kandidatexjobb i elektroteknik. Stockholm, KTH, 2021, pp. 365–373.

59. Nie B., Lu H., Skaik T., Liu Y., Wang Y. A 3D-Printed Subterahertz Metallic Surface-Wave Luneburg Lens Multibeam Antenna. IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 2023, vol. 13, no. 3, pp. 297–301. doi: 10.1109/TTHZ.2023.3242227

.....

60. Zang Y., Zhu Y., Xie W., Yang Y., Bu L. A Bi-Dimensional Compressed Luneburg Lens Antenna for Miniaturization Based on Transformation Optics. Front. Phys. 2022, vol. 10, pp. 1–11. doi: 10.3389/fphy. 2022.1012470

61. Zhang S., Arya R. K., Whittow W. G., Cadman D., Mittra R., Vardaxoglou J. C. Ultra-Wideband Flat Metamaterial GRIN Lenses Assisted with Additive Manufacturing Technique. IEEE Trans Antennas Propag. 2021, vol. 69, no. 7, pp. 3788–3799. doi: 10.1109/ TAP.2020.3044586

62. Zhang S., Arya R. K., Pandey S., Vardaxoglou Y., Whittow W., Mittra R. 3D-Printed Planar Graded Index Lenses. IET Microwaves, Antennas & Propagation. 2016, vol. 10, no. 13, pp. 1411–1419. doi: 10.1049/ietmap.2016.0013

63. Kim Y., Pham D. A., Phon R., Lim S. Lightweight 3D-Printed Fractal Gradient-Index Lens Antenna with Stable Gain Performance. Fractal and Fractional. 2022, vol. 6, no. 10, p. 551. doi: 10.3390/ fractalfract6100551

64. Lou Y.-H., Zhu Y.-X., Fan G.-F., Lei W., Lu W.-Z., Wang X.-C. Design of Ku-Band Flat Luneburg Lens Using Ceramic 3-D Printing. IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 2021, vol. 20, no. 2, pp. 234–238. doi: 10.1109/LAWP.2020.3046489

65. Poyanco J.-M., Pizarro F., Rajo-Iglesias E. Cost-Effective Wideband Dielectric Planar Lens Antenna for Millimeter Wave Applications. Sci Rep. 2022, vol. 12, no. 1, p. 4204. doi: 10.1038/s41598-022-07911-z

66. Garcia-Marin E., Filipovic D. S., Masa J. L., Sanchez-Olivares P. Low-Cost Lens Antenna for 5G Multi-Beam Communication. Microw Opt Technol Lett. 2020, vol. 62, no. 11, pp. 3611–3622. doi: 10.1002/mop.32486

67. Manafi S., González J. F., Filipovic D. S. Design of a Perforated Flat Luneburg Lens Antenna Array for Wideband Millimeter-Wave Applications. 13th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP), Krakow, Poland, 31 March 2019–05 Apr. 2019. IEEE, 2019, pp. 1–5.

68. Hegazy A. M., Basha M. A., Safavi-Naeini S. 3D-Printed Scanning Dielectric Lens Antenna // 2019 IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, Atlanta, USA,

07–12 July 2019. IEEE, 2019, pp. 1991–1992. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8889020

69. Budhu J., Rahmat-Samii Y., Hodges R. E., Hofmann D. C., Ruffatto D. F., Carpenter K. C. Three-Dimensionally Printed, Shaped, Engineered Material Inhomogeneous Lens Antennas for Next-Generation Space-borne Weather Radar Systems. IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett. 2018, vol. 17, no. 11, pp. 2080– 2084. doi: 10.1109/LAWP.2018.2848263

70. Hoel K. V., Ignatenko M., Kristoffersen S., Lier E., Filipovic D. S. 3-D Printed Monolithic GRIN Dielectric-Loaded Double-Ridged Horn Antennas. IEEE Trans. Antennas. Propag. 2020, vol. 68, no. 1, pp. 533– 539. doi: 10.1109/TAP.2019.2938563

71. Goode I., Saavedra C. E. 3D Printed 18 GHz to 28 GHz Horn Antenna and Gradient Index of Refraction Lens. 2021 XXXIVth General Assembly and Scientific Symp. of the Intern. Union of Radio Science (URSI GASS), Rome, Italy, 28 Aug. 2021–04 Sept. 2021. IEEE, 2021, pp. 1–4. doi: 10.23919/ URSIGASS51995.2021.9560278

72. Wirth S. G., Morrow I. L., Horsfall I. Near-Field Microwave Imaging using a Polarimetric Array of 3D Printed Antennas and Lenses. Loughborough Antennas & Propagation Conf. 2018 (LAPC 2018), Loughborough, 12–13 Nov. 2018. IEEE, 2018, pp. 1–6. doi: 10.1049/cp.2018.1486

73. Kalista W., Leszkowska L., M. Rzymowski, Nyka K., Kulas L. Low-cost 3D Printed Circularly Polarized Lens Antenna for 5.9 GHz V2X Applications. 17th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP), Florence, Italy, 26–31 March 2023. IEEE, 2023, pp. 1–4. doi: 10.23919/EuCAP57121.2023.10133420

74. Kalista W., Leszkowska L., Rzymowski M., Nyka K., Kulas L. Low-Cost 3D Printed Dielectric Lens Antennas for 5.9 GHz Frequency Band V2X Applications. 24th Intern. Microwave and Radar Conf. (MIKON), Gdansk, Poland, 12–14 Sept. 2022. IEEE, 2022, pp. 1–4. doi: 10.23919/MIKON54314.2022.9924842

75. Kubach A., Shoykhetbrod A., Herschel R. 3D Printed Luneburg Lens for Flexible Beam Steering at Millimeter Wave Frequencies. 47th European Microwave Conf. (EuMC), Nuremberg, Germany, 10–12 Oct. 2017. IEEE, 2017, pp. 787–790. doi: 10.23919/ EuMC.2017.8230965

Information about the authors

Dmitry V. Kusaykin, Cand. Sci. (2015), Associate Professor of the Department of Multichannel Electrical Communication of the Ural Technical Institute of Communications and Informatics of the Siberian State University of Telecommunications and Informatics (UrTISI SibGUTI). The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: radio engineering, system analysis, communication systems.

Address: Ural Technical Institute of Communications and Informatics, 15, Repina St., Yekaterinburg 620109, Russia E-mail: kusaykin@mail.ru

Igor V. Grigoriev, Bachelor in "Radio Engineering" (2022), 2nd year Master's student at Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 8 scientific publications. Area of expertise: passive microwave devices and antenna technology.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia E-mail: grigorev.i1@mail.ru

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 6–36 Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 6–36

Dmitry V. Denisov, Cand. Sci. (2015), Associate Professor of the Department of Information Technologies and Control Systems of the Institute of Radioelectronics and Information Technologies – RTF of the Ural Federal University, Associate Professor of the Department of Information Systems and Technologies of the Ural Technical Institute of Communications and Informatics of the Siberian State University of Telecommunications and Informatics (UrTISI SibGUTI). The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: radio engineering; antenna technology. Address: Ural Federal University, 32, Mira St., Yekaterinburg 620002, Russia E-mail: denisov.dv55@gmail.com

Pavel A. Turalchuk, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2010), Associate Professor of the Department of Microradioelectronics and Technology of Radio Equipment, Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: passive and active microwave devices using planar and multilayer technologies; physical acoustics; antenna technology.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia E-mail: paturalchuk@etu.ru
Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов УДК 621.391.833.64 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2024-27-2-37-48

Научная статья

Восстановление спектра полигармонического сигнала при медленных флюктуациях периода дискретизации

А. А. Монаков[⊠]

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

⊠a_monakov@mail.ru

Аннотация

Введение. Полигармонические сигналы, спектр которых имеет линейчатый вид, часто встречаются в практических задачах. Примерами являются сигналы датчиков контроля вращающихся элементов механических систем, сигналы мониторов сердечных сокращений, сигналы радиотехнических систем с изменяющимся периодом повторения. Вследствие нестабильности частот гармоник в составе сигнала или флюктуаций периода дискретизации спектральные линии "расплываются". Эти искажения можно рассматривать как следствие изменений локального временного масштаба обрабатываемого сигнала. Такая трактовка позволяет предложить для восстановления спектра сигнала масштабно-инвариантные преобразования. Известные способы восстановления спектра сигнала, моменты взятия отсчетов которого априорно не известны, основаны на предварительном восстановлении самого сигнала и последующей оценке его спектра. Алгоритмы восстановления сигнала, заданного на временной сетке с неизвестными значениями координат узлов, характеризуются большой вычислительной сложностью, поскольку являются итерационными и используют методы оптимизационного поиска.

Цель работы. Синтезировать безытерационный алгоритм восстановления спектра полигармонического дискретного сигнала в предположении о медленном характере изменений периода дискретизации.

Материалы и методы. Для решения поставленной задачи в статье используется дискретный вариант преобразования Ламперти. Качество полученного алгоритма оценивается методом математического моделирования с применением тестового сигнала, известного из литературных источников.

Результаты. Математическое моделирование предлагаемого алгоритма доказало его работоспособность. Линейчатая структура спектра тестового сигнала, которая была искажена медленными изменениями периода дискретизации с амплитудой 20 % от среднего значения периода дискретизации, была восстановлена при ошибках в оценке частот и мощностей гармоник, сравнимых с соответствующими значениями, полученными из оценки спектра сигнала при его равномерной дискретизации. Максимальная ошибка оценки периода дискретизации составила 5 % от его среднего значения.

Заключение. Предложен новый безытерационный алгоритм восстановления линейчатого спектра дискретного полигармонического сигнала, использующий масштабно-инвариантное преобразование Ламперти. Синтезированный алгоритм можно использовать в простой итерационной процедуре для оценки изменений периода дискретизации.

Ключевые слова: полигармонический сигнал, линейчатый спектр, нестабильность периода дискретизации, преобразование Ламперти

Для цитирования: Монаков А. А. Восстановление спектра полигармонического сигнала при медленных флюктуациях периода дискретизации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 37–48. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-37-48

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 18.01.2024; принята к публикации после рецензирования 21.02.2024; опубликована онлайн 29.04.2024



Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

Original article

Reconstructing the Spectrum of a Polyharmonic Signal under Slow Fluctuations in the Sampling Period

Andrey A. Monakov[⊠]

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

[™]a_monakov@mail.ru

Abstract

Introduction. Polyharmonic signals with a line spectrum are often encountered in practical problems. Among the examples are signals from sensors monitoring rotating elements of mechanical systems, heart rate signals, or signals of radio systems with pulse-to-pulse repetition-period staggering. Due to instable frequencies of the signal harmonics or due to fluctuations in the sampling period, the line spectrum is disrupted. These distortions can be considered as a consequence of changes in the local time scale of the processed signal. This interpretation makes it possible to use scale-invariant transforms to reconstruct the signal spectrum. Methods for reconstructing the spectrum of a signal, the sampling moments of which are unknown a priori, are based on a preliminary reconstruction of the signal and subsequent estimation of its spectrum. Existing algorithms for reconstructing a signal sampled on an uneven time grid with unknown nodes are characterized by a high computational complexity due to their iterative nature and reliance on optimization search methods.

Aim. To synthesize a non-iteration algorithm for reconstructing the spectrum of a polyharmonic discrete signal under the assumption of slow changes in the sampling period.

Materials and methods. To solve the problem, the digital Lamperti transform is implemented. The quality assessment of the proposed algorithm is realized via computer simulation using a test signal known from the literature on the digital spectral analysis.

Results. The conducted computer simulation of the proposed algorithm has proven its feasibility. The line structure of the test signal spectrum, which was distorted by slow changes in the sampling period with an amplitude of 20 % of the mean value of the sampling period, was completely restored. Errors of the frequency and power estimates of individual signal harmonics exhibit values comparable with those derived from the spectrum estimate when the signal is evenly spaced. The error in estimating the sampling period comprised 5 % of its mean value.

Conclusion. A new iteration free algorithm for reconstructing the line spectrum of a discrete polyharmonic signal is proposed. The algorithm uses the scale invariant Lamperti transform. The synthesized algorithm can be used in a simple iterative procedure to estimate changes in the sampling period.

Keywords: polyharmonic signal, line spectrum, uneven sampling, Lamperti transform

For citation: Monakov A. A. Reconstructing the Spectrum of a Polyharmonic Signal under Slow Fluctuations in the Sampling Period. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 37–48. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-37-48

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

Submitted 18.01.2024; accepted 21.02.2024; published online 29.04.2024

Введение. Во многих научных и технических дисциплинах встречается задача восстановления спектра сигнала, когда период его дискретизации не является постоянным на интервале анализа. Примером может служить задача обнаружения и измерения параметров дефектных вращающихся элементов конструкции механической системы при изменениях действующей на них нагрузки, следствием которых являются ускорения и замедления скорости вращения элементов. В медицине решение подобной задачи необходимо для исследования изменений ритма сердечных сокращений. В радиолокации и радионавигации часто встречаются ситуации, когда частота повторения излучаемых импульсных сигналов преднамеренно изменяется во времени.

При изменении периода дискретизации сигнала в зависимости от наличия или отсутствия априорной информации о моментах вре-

³⁸ Восстановление спектра полигармонического сигнала при медленных флюктуациях периода дискретизации Reconstructing the Spectrum of a Polyharmonic Signal under Slow Fluctuations in the Sampling Period

мени взятия отсчетов восстановление спектра сигнала осуществляется:

- при точном априорном знании моментов времени взятия отсчетов - либо с привлечением методов спектрального анализа, которые не предполагают равномерное распределение отсчетов сигнала во времени, либо посредством восстановления самого сигнала на равномерной сетке отсчетов с использованием методов интерполяции и последующей оценки спектра известными методами спектрального анализа;

- при отсутствии априорной информации о моментах времени взятия отсчетов - поиском такого положения отсчетов, которое соответствует минимуму суммарной мощности спектральных компонент вне занимаемой сигналом полосы частот, с последующим восстановлением самого сигнала на равномерной сетке и оценкой спектра известными методами спектрального анализа.

Для первого случая задача спектрального оценивания сигнала достаточно исследована и существует большое количество эффективных алгоритмов ее решения [1-3]. Значительно более сложной задачей является восстановление сигнала, когда нет априорных сведений о моментах взятия сигнальных отсчетов. Впервые восстановлению сигнала в указанных условиях была посвящена работа [4], в которой задача рассматривалась как проблема комбинаторной оптимизации. Основной идеей, использованной в этой работе при решении, был поиск такого упорядоченного расположения во времени отсчетов сигнала, которое гарантирует ограниченность полосы частот, занимаемой восстанавливаемым сигналом. В связи с высокой вычислительной сложностью задачи авторы посвятили свою работу поиску наиболее эффективного метода получения оптимального решения. Аналогичная задача также решалась в [5, 6], используя метод оптимизационного поиска. Благодаря допущению об априорном знании полосы частот, которую занимает непрерывный сигнал, а также принятию в качестве целевой функции энергии восстанавливаемого сигнала, которая приходится на свободную от сигнала область частот, автор значительно уменьшил вычислительную сложность решения, применив для поиска метод гради-

ентного спуска. При этом автор работ указал на неоднозначность решения данной задачи. В [7] было строго доказано, что рассматриваемая задача восстановления действительно является плохо обусловленной и допускает неоднозначность решения. Поэтому ее однозначное решение возможно только при наложении дополнительных ограничений. Дальнейшее развитие исследования по восстановлению сигнала при отсутствии информации о положении моментов времени взятия отсчетов получили в [8-11], в которых авторы предложили новые алгоритмы восстановления сигнала и исследовали их свойства.

Настоящая статья посвящена описанию прямого алгоритма восстановления спектра полигармонического сигнала, минуя стадию восстановления самого сигнала, при медленных флюктуациях периода дискретизации. Именно малая скорость изменения периода дискретизации по сравнению со скоростью изменения самого сигнала является ключевым предположением, благодаря которому удалось решить поставленную задачу. В основе предлагаемого алгоритма лежит частный случай инструмента анализа случайных самоподобных процессов (англ. self-similar processes) – преобразования Ламперти [12, 13], который принадлежит к группе преобразований, инвариантных к изменению масштаба сигнала [14], и используется для исследований масштабно-стационарных процессов (англ. scale stationary processes) [15]. Реализация алгоритма не требует многократных итераций и применения оптимизационных методов.

Алгоритм восстановления спектра. Пусть на интервале анализа [0, T_a] в результате дискретизации аналогового сигнала $\xi(t)$ получена выборка:

$$\boldsymbol{\xi}[\boldsymbol{n}] = \boldsymbol{\xi}(\boldsymbol{t}_{\boldsymbol{n}}), \tag{1}$$

где n = 0, ..., N - 1 – дискретное время; N –

размер полученной выборки; $t_n = \sum_{k=1}^n T[k]$ –

момент взятия *n*-го отсчета сигнала; *T*[*k*] – период дискретизации в k-й момент дискретного времени. Будем считать, что период дискременяется тизации на интервале анализа

Восстановление спектра полигармонического сигнала при медленных флюктуациях периода дискретизации 39 Reconstructing the Spectrum of a Polyharmonic Signal under Slow Fluctuations in the Sampling Period

настолько медленно, что при разбиении сигнальной выборки на M сегментов, каждый из которых содержит P отсчетов (выбор этого параметра рассмотрен далее) и используется для вычисления оценки спектральной плотности мощности (СПМ) сигнала $\xi(t)$ с последующим усреднением по методу Бартлетта [16, 17], можно считать период дискретизации T[k] примерно постоянным и равным

$$T_m = \frac{\tau_m - \tau_{m-1}}{P} = \frac{1}{P} \sum_{k=(m-1)P}^{mP-1} T[k], \quad (2)$$

где m=1, ..., M; $\tau_{m-1} = \sum_{k=1}^{(m-1)P} T[k]$ – левая

граница *m*-го сегмента, на который приходится *P* отсчетов; $\tau_{m-1} \le t_k < \tau_m$. Таким образом, на основании (1) и (2) приходим к следующей модели сигнала:

$$\xi_m[k] = \xi \Big(\tau_{m-1} + kT_m \Big), \tag{3}$$

где k = 0, ..., P - 1; m = 1, ..., M.

Эта модель позволяет рассматривать аналоговый сигнал $\xi(t)$ на *m*-м сегменте как результат масштабного преобразования сигнала:

$$\xi_m(\tau) = \xi \big(\tau_{m-1} + \mu_m \tau \big),$$

где $0 \le \tau < (\tau_m - \tau_{m-1}); m = 1, ..., M; \mu_m = T_m/T_1$ –

масштаб сигнала на *т*-м сегменте.

Оценку СПМ сигнала (3) на *m*-м сегменте вычислим методом периодограмм [16, 17]:

$$\hat{S}_{m}(\omega) =$$

$$= \frac{1}{\tau_{m} - \tau_{m-1}} \left| \int_{0}^{(\tau_{m} - \tau_{m-1})} \xi_{m}(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau \right|^{2} =$$

$$= \frac{1}{\tau_{m} - \tau_{m-1}} \times$$

$$\times \left| \int_{\tau_{m-1}}^{[\mu_{m}(\tau_{m} - \tau_{m-1}) + \tau_{m-1}]} \xi(\tau) \exp\left[-i\frac{\omega}{\mu_{m}}(\tau - \tau_{m-1})\right] \frac{d\tau}{\mu_{m}} \right|^{2} =$$

$$= \frac{1}{\mu_m^2} \frac{\left[\mu_m \left(\tau_m - \tau_{m-1}\right) + \tau_{m-1}\right] - \tau_{m-1}}{\tau_m - \tau_{m-1}} \times \frac{1}{\left[\mu_m \left(\tau_m - \tau_{m-1}\right) + \tau_{m-1}\right] - \tau_{m-1}} \times \left[\mu_m \left(\tau_m - \tau_{m-1}\right) + \tau_{m-1}\right] + \tau_{m-1}}{\int_{\tau_{m-1}}^{\tau_{m-1}} \xi(\tau) \exp\left[-i\frac{\omega\tau}{\mu_m}\right] d\tau\right]^2} \approx \frac{1}{\mu_m} S\left(\frac{\omega}{\mu_m}\right); \ m = 1, \dots, M,$$
(4)

где $S(\omega)$ – СПМ сигнала $\xi(t)$. При выводах в (4) было учтено, что периодограммная оценка СПМ случайного процесса равна квадрату модуля его спектра, деленному на длину интервала наблюдения. Длина каждого сегмента должна быть больше интервала корреляции случайного процесса $\xi(t)$, чтобы оценки СПМ $\hat{S}_m(\omega)$, m = 1, ..., M были качественными [16, 17].

Для нахождения масштабов μ_m , m = 1, ..., Mна каждом сегменте воспользуемся экспоненциальной заменой переменной в (4), которая используется при анализе масштабно-стационарных случайных процессов [15] и является частным случаем преобразования Ламперти (ПЛ) [12–14] – инструмента исследования самоподобных случайных процессов [12]:

$$\omega = \Delta \omega \, e^{\chi}, \ \omega \ge 0, \tag{5}$$

где $\Delta \omega = 2\pi \Delta f$; $\Delta f = f_s/P$ – разрешение по частоте в алгоритме спектрального оценивания при частоте дискретизации f_s и размере временного окна анализа *P*. Однако непосредственная замена (5) не возможна, поскольку частота ω в (4) может принимать как положительные, так и отрицательные значения. Поэтому ПЛ необходимо осуществить раздельно для положительной $\hat{S}_m^+(\omega) = \{\hat{S}_m(\omega), \omega \ge 0\}$ и отрицательной $\hat{S}_m^-(\omega) = \{\hat{S}_m(-\omega), \omega \ge 0\}$ ветвей оценки $\hat{S}_m(\omega)$. Численный алгоритм преобразования Ламперти рассмотрен в Приложении.

Тогда, осуществив преобразование (5) и введя функции $G_m^{\pm}(x) = S_m^{\pm}(\Delta \omega e^x), m = 1, ..., M,$ получим

40 Восстановление спектра полигармонического сигнала при медленных флюктуациях периода дискретизации Reconstructing the Spectrum of a Polyharmonic Signal under Slow Fluctuations in the Sampling Period

$$G_m^{\pm}(x) = \frac{1}{\mu_m} S\left(\pm \frac{\Delta \omega}{\mu_m} e^x\right) =$$
$$= e^{-x_m} S\left[\pm \Delta \omega e^{\left(x - x_m\right)}\right] =$$
$$= e^{-x_m} G^{\pm}\left(x - x_m\right), \ m = 1, \dots, M, \tag{6}$$

где $G^{\pm}(x) = S(\pm \Delta \omega e^x)$ – образ по Ламперти положительной и отрицательной ветвей СПМ сигнала $S(\omega); x_m = \ln \mu_m; m = 1, ..., M.$ Смысл сделанных преобразований состоит в использовании основного свойства ПЛ: образ масштабированного оригинала равен сдвинутому образу, причем размер сдвига определяется логарифмом масштаба. Таким образом, задача по оценке масштабов $\mu_m, m = 1, ..., M$ сводится при использовании ПЛ к задаче измерения сдвигов образов $G_m^{\pm}(x), m = 1, ..., M$. Эта задача в статистической обработке сигналов известна давно, и оптимальным методом ее решения является нахождение взаимно корреляционных функций **(**ΒKΦ**)** образов $G_m^{\pm}(x), \ m = 1, ..., M$:

$$B_m^{\pm}(y) = \int_{-\infty}^{\infty} G_m^{\pm}(x) G_1^{\pm}(x-y) dx.$$
 (7)

В силу свойств ВКФ на основании (6) максимумы ВКФ (7) соответствуют точкам

$$y_m^{\pm} = x_m^{\pm} - x_1^{\pm}; \ m = 2, ..., M.$$
 (8)

Оценки взаимных сдвигов y_m^{\pm} , m = 2, ..., Mполучаются в результате обработки одного и того же сигнала, поэтому принципиально должно выполняться равенство $y_m^+ = y_m^-$, m = 2, ..., M. Однако вследствие наличия шума в сигнале $\xi(t)$ это равенство может быть нарушено для некоторых сегментов. В связи с этим целесообразно объединить оценки y_m^+ и y_m^- , m = 2, ..., M следующим образом:

$$y_m = \begin{cases} y_m^+, \hat{P}_m^+ \ge \hat{P}_m^- \\ y_m^-, \hat{P}_m^+ < \hat{P}_m^- \end{cases}, \ m = 2, \dots, M, \tag{9}$$

где
$$\hat{P}_m^{\pm} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \hat{S}_m^{\pm}(\omega) d\omega$$
 – оценки средней

мощности сигнала в области положительных и отрицательных частот. Оценив таким образом взаимные сдвиги (8), положив $x_1^{\pm} = 0$ и вычислив в соответствии с (9) y_m , m = 2, ..., M, оценка СПМ процесса $\xi(t)$ как функция переменной x на основании (6) может быть определена следующим образом:

$$G^{\pm}(x) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^{M} \exp[y_m] G_m^{\pm}(x+y_m) \quad (10)$$

или

$$\hat{S}(\pm\Delta\omega e^x) =$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^{M} \exp[y_m] \hat{S}_m (\pm \Delta \omega \exp[x + y_m]).$$
⁽¹¹⁾

Уравнения (10) и (11) являются основными для восстановления спектра сигнала при медленных изменениях периода дискретизации.

Рассмотренный алгоритм позволяет не только восстановить СПМ сигнала, но и достаточно просто оценить период дискретизации на каждом сегменте. Действительно, учитывая связь масштаба μ_m с периодом дискретизации T_m на *m*-м сегменте, несложно получить следующее уравнение для его оценки:

$$\hat{T}_m = \hat{T}_1 \exp[y_m], \ m = 1, ..., M.$$
 (12)

Данную оценку можно уточнить, используя итерационный процесс. Пусть $\hat{\mathbf{T}}_{M}^{(j)} = \{\hat{T}_{m}, m = 1, ..., M\}, j = 1$ – вектор оценок периодов дискретизации (12); $\boldsymbol{\Xi}^{(j)} =$ $= \{\xi[n], n = 0, ..., N - 1\}, j = 1$ – вектор отсчетов сигнала; $\overline{\mathbf{T}}_{M}^{(j)}$ – вектор уточненных оценок периода дискретизации на *j*-й итерации. Положим $\overline{\mathbf{T}}_{M}^{(1)} = \hat{\mathbf{T}}_{M}^{(1)}$. Следующий (j + 1) -й вектор уточненных оценок получается в результате выполнения следующих шагов:

Восстановление спектра полигармонического сигнала при медленных флюктуациях периода дискретизации 41 Reconstructing the Spectrum of a Polyharmonic Signal under Slow Fluctuations in the Sampling Period 41

1) интерполируем вектор $\hat{\mathbf{T}}_{M}^{(j)}$, считая, что он задан на векторе отсчетов $\mathbf{U}_{M} = (1, ..., M - 1)/M$, на вектор $\mathbf{V}_{N} = (1, ..., N - 1)/N$:

$$\mathbf{\breve{T}}_{N}^{\left(j\right)} = \operatorname{interp}\left(\mathbf{U}_{M}, \mathbf{\widehat{T}}_{M}^{\left(j\right)}, \mathbf{V}_{N}\right),$$

где $\mathbf{\tilde{T}}_{N}^{(j)} = \{ \tilde{T}_{n}, n = 1, ..., N - 1 \}$ – оценка вектора периодов дискретизации на всем интервале анализа, полученная на *j*-й итерации; interp $(\mathbf{x}, \mathbf{f}, \mathbf{x}')$ – оператор интерполирования функции f(x), заданной вектором своих отсчетов $\mathbf{f} = f(\mathbf{x})$ на векторе узлов **x**, на вектор **x**';

2) находим вектор отсчетов времени на *j*-й итерации:

$$\breve{\mathbf{t}}^{(j)} = \left\{ t_n = \sum_{k=1}^n \breve{T}_n^{(j)}, \ n = 0, \dots, N-1 \right\};$$

 используя интерполяцию, получаем вектор отсчетов сигнала на следующей итерации:

$$\boldsymbol{\Xi}^{(j+1)} = \operatorname{interp}\left(\boldsymbol{\check{t}}^{(j)}, \boldsymbol{\Xi}^{(j)}, \boldsymbol{t}\right),$$

где $\mathbf{t} = \{n\hat{T}_1, n = 0, ..., N - 1\}$ – равномерная сетка отсчетов с шагом \hat{T}_1 (12);

4) повторяем алгоритм оценки периодов дискретизации, описанный ранее, с полученным на предыдущем шаге вектором отсчетов сигнала $\mathbf{\Xi}^{(j+1)}$, в результате чего получаем вектор оценок $\hat{\mathbf{T}}_{M}^{(j+1)}$;

5) уточняем вектор оценок периода дискретизации:

$$\overline{\mathbf{T}}_{M}^{\left(j+1\right)} = \overline{\mathbf{T}}_{M}^{\left(j\right)} + \hat{\mathbf{T}}_{M}^{\left(j+1\right)}$$

Описанный процесс продолжается до тех пор, пока не выполнится условие $\breve{t}^{(j)} = t$.

Рассмотренный алгоритм восстановления спектра является безытерационным и использует две хорошо известные в практике цифровой обработки сигналов процедуры – интерполяцию и быстрое преобразование Фурье (БПФ). Несмотря на это, оценить количество необходимых для реализации вычислительных операций сложно, поскольку это количество во многом зависит от выбора алгоритма интерполяции оценок СПМ и процедуры нахождения максимумов ВКФ оценок СПМ на сегментах. Можно лишь весьма грубо оценить количество необходимых вычислительных операций $K = O(ML \log_2 L)$, где L – количество узлов интерполяции при реализации преобразования Ламперти; запись K = O(P) означает, что существует такая постоянная C, что $K \leq CP$.

В заключение необходимо отметить, что, вследствие симметрии СПМ, для чисто действительного сигнала $\xi(t)$ отпадает необходимость отдельно обрабатывать положительные и отрицательные ветви оценок СПМ, поскольку они равны друг другу.

Математическое моделирование. Для проверки предлагаемого алгоритма восстановления использовалось математическое моделирование. В качестве сигнала $\xi(t)$ была взята смесь белого шума w(t) и четырех гармоник, амплитуды и частоты которых равны соответствующим параметрам тестового сигнала из [16]:

$$\xi(t) = w(t) + \sum_{j=1}^{4} A_j \exp\left[i2\pi f_j t\right],$$

где $A_1 = 0.1, f_1 = -0.15;$ $A_2 = 0.1, f_2 = 0.1;$ $A_3 = 1, f_3 = 0.20;$ $A_4 = 1, f_4 = 0.21.$ Средняя мощность дискретных отсчетов белого шума была выбрана так, чтобы отношение сигнал/шум было равно $q^2 = -10$ дБ относительно наименее мощных гармоник смеси. Общая длительность интервала анализа составляла $T_a = 2^{18}$ при среднем периоде дискретизации $T_{cp} = 1$. Количество сегментов в эксперименте было выбрано равным $M = 2^8$, т. е. длина каждого сегмента составила $P = 2^{10}$. Период дискретизации при моделировании менялся по гармоническому закону:

$$T(t) = T_{\rm cp} + \Delta T \sin(2\pi F t),$$

где $\Delta T = 0.2$ и $F = 6.3/T_a$ – амплитуда и частота изменения периода дискретизации. Преобра-

⁴² Восстановление спектра полигармонического сигнала при медленных флюктуациях периода дискретизации Reconstructing the Spectrum of a Polyharmonic Signal under Slow Fluctuations in the Sampling Period

зование Ламперти на сегментах осуществлялось с использованием монотонной кубической интерполяции.

На рис. 1 приведены спектрограммы сигнала $\xi(t)$, вычисленные на полном интервале анализа T_a при постоянном и переменном периодах дискретизации. Спектрограмма сигнала $\xi(t)$ (рис. 1, *a*) имеет линейчатый характер со спектральными линиями, расположенными на частотах гармоник смеси. Из рис. 1, *б* видно, к каким негативным последствиям привело изменение периода дискретизации: линейчатость спектра полностью исчезла, и вместо спектральных линий появились их "размытые" образы. Менее мощные гармоники с частотами $f_1 = -0.15$ и $f_2 = 0.10$ практически слились с шумовым фоном.

Аналогичная картина наблюдается на рис. 2, где представлены следующие оценки СПМ сигнала $\xi(t)$, выполненные по методу сегментирования интервала наблюдения с последующим усреднением спектрограмм (метод Бартлетта):

– на рис. 2, a – оценка $S_0(f)$, полученная по равномерно дискретизированной выборке с

периодом дискретизации Т_{ср};

– на рис. 2, δ – оценка $S_1(f)$, полученная по выборке с переменным априорно неизвестным периодом дискретизации T(t) в предположении о равномерности дискретизации сигнала с периодом T_{cp} ;

– на рис. 2, e – оценка $S_2(f)$, полученная по выборке с переменным априорно известным периодом дискретизации T(t) посредством восстановления отсчетов сигнала на равномерной сетке с шагом $T_{\rm cp}$ методом монотонной кубической интерполяции и использования процедуры БПФ;

– на рис. 2, z – оценка G(f), полученная в результате восстановления СПМ предлагаемым методом, при переменном априорно неизвестном периоде дискретизации T(t).

Оценка $S_0(f)$ может служить эталоном при определении качества других полученных оценок. Она имеет выраженный линейчатый характер, положения спектральных линий, их мощности и уровень шумового фона равны соответствующим параметрам спектрограммы на



Puc. 1. Периодограммная оценка СПМ сигнала, полученная на полном интервале анализа: $a - T = T_{cp}$; $\delta - T = T_{cp} + \Delta T \sin(\Omega t)$ *Fig. 1.* Periodogram estimate of the signal PSD obtained over the total interval of analysis: $a - T = T_{cp}$; $\delta - T = T_{cp} + \Delta T \sin(\Omega t)$ **Восстановление спектра полигармонического сигнала при медленных флюктуациях периода дискретизации** 43 **Reconstructing the Spectrum of a Polyharmonic Signal under Slow Fluctuations in the Sampling Period**



Рис. 2. Периодограммная оценка СПМ сигнала, выполненная по методу Бартлетта: $a - S_0$ при $T = T_{cp}$; $\delta - S_1$ при $T = T_{cp} + \Delta T \sin(\Omega t)$; $e - S_2$ при $T = T_{cp} + \Delta T \sin(\Omega t)$; e - G при $T = T_{cp} + \Delta T \sin(\Omega t)$

Fig. 2. Periodogram estimate of the signal PSD obtained via the Bartlett method: $a - S_0$ при $T = T_{cp}$; $\delta - S_1$ при $T = T_{cp} + \Delta T \sin(\Omega t)$; $e - S_2$ при $T = T_{cp} + \Delta T \sin(\Omega t)$; c - G при $T = T_{cp} + \Delta T \sin(\Omega t)$

рис. 1, *а*. У оценки $S_1(f)$ отдельные спектральные линии "расплылись", а близко расположенные вообще слились. Полученная монотонной кубической интерполяцией сигнала с неравномерным, но априорно известным расположением отсчетов, на равномерную сетку периодограмма $S_2(f)$ практически тождественна оценке $S_0(f)$. Восстановленная описанным ранее алгоритмом оценка СПМ G(f)приведена на рис. 2, *г*. Эта оценка имеет четко выраженный линейчатый вид, практически идентичный спектру сигнала на рис. 2, *а*. Отдельные спектральные линии соответствуют гармоникам сигнальной смеси. Мощности гармоник и шумового фона также с высокой точностью равны истинным значениям. Оценки частот и мощностей гармоник в составе сигнала, полученные по периодограммам G(f) и $S_2(f)$, представлены в таблице. Из нее следует, что при выбранных сценарных параметрах максимальные ошибки оценок частоты и мощности гармоник, полученные по периодограмме G(f), составляют соответственно 0.0031 и 2.241 дБ. Аналогичные показатели для оценок, полученных по периодограмме $S_2(f)$, равны 0.0004 и 1.180 дБ. Сравнение этих результатов свидетельствует о меньших значениях ошибок восстановления спектра в случае, когда временное положе-

Истинные значения и оценки	и частот и мощностей и	гармоник

True and estimated	frequencies	and powers	of signal	harmonics
The and obtimated	nequeneres	und pomens	or orginal	mannomes

Истинная	Истинная мощность, дБ		G(f)	$S_2(f)$		
частота		Оценка	Оценка мощности,	Оценка	Оценка мощности,	
		частоты	дБ	частоты	дБ	
-0.15	-20	-0.1514	-21.300	-0.1504	-21.1800	
0.10	-20	0.1016	-20.930	0.0996	-21.1400	
0.20	0	0.2031	-1.832	0.2002	-0.7675	
0.21	0	0.2129	-2.253	0.2100	-0.5603	

⁴⁴ Восстановление спектра полигармонического сигнала при медленных флюктуациях периода дискретизации Reconstructing the Spectrum of a Polyharmonic Signal under Slow Fluctuations in the Sampling Period



ние отсчетов сигнала известно точно. Однако разница в абсолютных значениях между оценками частот и мощностей гармоник, полученных по периодограммам G(f) и $S_2(f)$, мала.

Для оценки качества предлагаемого алгоритма были вычислены нормированные ВКФ B(f) периодограмм $S_1(f)$, $S_2(f)$, G(f) и эталона $S_0(f)$, графики которых представлены на рис. 3. Выбор нормированной ВКФ в рассматриваемой ситуации объясняется линейчатым характером спектра сигнала. Дело в том, что показатели, основанные на вычислении функциональных норм разницы периодограмм $S_1(f), S_2(f), G(f)$ и эталона $S_0(f)$, не могут обеспечить объективность оценки качества, поскольку даже небольшие ошибки в определении положения спектральных линий приводят к большим значениям соответствующих норм.

Как следует из рисунка, лучшее качество оценивания соответствует оценке $S_2(f)$: максимум нормированной ВКФ B(f) – коэффициент взаимной корреляции (КВК) r=1. Это не вызывает удивления, поскольку при вычислении оценки $S_2(f)$ были точно известны моменты взятия отсчетов сигнала. Худшим качеством обладает оценка $S_1(f)$, которая практически не коррелирована с эталоном $S_0(f)$. Восстановленная оценка G(f), как следует из рис. 3, сдвинута по частоте относительно эталона на 0.003, а КВК для нее r = 0.9. Учитывая достаточно длительную обработку выборки и полное априорное незнание моментов взятия отсчетов, на основании полученных результатов можно



 $S_0(f)$ and G(f) versus the ratio P/Λ

констатировать хорошее качество восстановления СПМ сигнала предлагаемым способом.

Введенный критерий качества позволяет также решить задачу выбора размера сегмента Р. На рис. 4 приведены зависимости КВК r от отношения размера сегмента Р к периоду колебаний периода дискретизации $\Lambda = 2\pi/(\Omega T_{cp})$ при разных размерах сигнальной выборки N. Приведенные на рисунке графики свидетельствуют о независимости r от N. Этот факт упрощает выбор параметра Р. Для определения размера сегмента Р достаточно задать предельное значение r и по графику определить искомое значение. Так, например, при $r = 1/\sqrt{2}$ получим $P \le 0.1\Lambda$, т.е. на периоде колебаний периода дискретизации должно помещаться не менее 10 сегментов. Очевидно, что при негармоническом законе изменения периода дискретизации в формуле для периода Л должна стоять максимальная частота спектра колебаний периода дискретизации Ω_{\max} .

На рис. 5 приведены графики изменения периода дискретизации T(t) на интервале анализа, а также его оценки $\hat{T}(t)$, полученной после первого прохода алгоритма восстановления СПМ. Из рисунка следует, что график оценки периода дискретизации с высокой точностью совпадает с графиком изменения истинного значения периода. Максимальная ошибка оценивания составляет примерно 4.7 % от периода $T_{cp} = 1$. Уточнение оценки описанным ранее итерационным алгоритмом позволяет уменьшить эту ошибку до 1.3 % при количестве итераций J = 5.

Восстановление спектра полигармонического сигнала при медленных флюктуациях периода дискретизации 45 Reconstructing the Spectrum of a Polyharmonic Signal under Slow Fluctuations in the Sampling Period



Рис. 5. Графики изменения периода дискретизации и его оценки на интервале анализа
 Fig. 5. Plots of the signal discretization period and its estimate over the total interval of analysis

Заключение. В статье описано решение задачи синтеза алгоритма восстановления спектральной плотности мощности полигармонического сигнала, период дискретизации которого медленно по сравнению с самим сигналом изменяется во времени. В основе алгоритма лежит преобразование Ламперти – одно из известных в теории случайных процессов масштабно-инвариантных преобразований. Предложенный алгоритм является прямым и не требует многократных итераций. При цифровой реализации алгоритма используются алгоритмы интерполяции функций и быстрого преобразования Фурье. Математическое моделирование алгоритма доказало его работоспособность в достаточно сложных условиях, когда отклонения периода дискретизации составляли 20 % от его среднего значения. Максимальные ошибки при оценке частот и мощностей гармоник в составе сигнала при выбранных сценарных параметрах составили соответственно 0.003 от средней частоты дискретизации и 2.241 дБ. Коэффициент взаимной корреляции полученного спектра с оценкой спектра при равномерной дискретизации с известным периодом, которая была использована в качестве эталона, составил 0.9. Алгоритм дает возможность достаточно просто и с высоким качеством оценить изменения периода дискретизации на интервале анализа. В проведенном математическом эксперименте максимальная ошибка оценки периода дискретизации была равна 5 % от его среднего значения. Алгоритм может быть использован для восстановления спектра сигнала, полученного при нерегулярной дискретизации или в случае медленных изменений периодичности самого анализируемого сигнала.

Приложение. Численный алгоритм преобразования Ламперти. Пусть f(x) – непрерывная функция, имеющая ограниченный спектр и заданная на конечном интервале $x \in [0, X]$. Преобразованием Ламперти функции $f(x), x \in [0, X]$ называется функция $f_{\Lambda}(y) = f(e^y), y \in (-\infty, \ln X]$. Определим способ вычисления ПЛ функции f(x), зная множество отсчетов дискретной функции $f[n] = f(n\Delta x), n = 0, ..., N - 1$, полученной из f(x) равномерной дискретизацией с периодом Δx .

Поставленная задача решается интерполяцией функции f[n], n = 0, ..., N - 1, заданной на равномерной сетке $x_n = n\Delta x$, n = 0, ..., N - 1. Метод интерполяции может быть любым, и его выбор определяется компромиссом между обеспечиваемой точностью и скоростью вычислений. В качестве новой сетки для переменной у возьмем также равномерную сетку $\overline{x}_m = e^{y_m} = e^{m\Delta y}$, m = -M, ..., M - 1. Тогда задача будет решена, если определены параметры: Δy – период дискретизации по y; 2M – количество точек новой сетки. Выбор этих параметров должен подчиняться двум условиям:

1) нижняя \overline{x}_{-M} и верхняя \overline{x}_{M-1} границы новой сетки должны быть такими, что

$$\left[\overline{x}_{-M}, \overline{x}_{M-1}\right] \subset \left[0, X\right];$$

2) для любого $m \in [-M, M - 1]$ шаг между соседними узлами новой сетки должен быть меньше или равен Δx :

$$\Delta \overline{x}_m = \overline{x}_m - \overline{x}_{m-1} \le \Delta x.$$

Выполнение первого условия необходимо для того, чтобы избежать экстраполирования функции f(x) за пределами области ее определения. Второе условие является следствием обобщенной теоремы отсчетов [9]: функция f(x), имеющая ограниченный по ширине спектр и представленная множеством упорядоченных отсчетов в узлах неравномерной сетки, может быть восстановлена, если максимальный интервал между отсчетами

 $\Delta x_{\max} \le 1/(2v_{\max})$, где v_{\max} – граничная частота спектра.

⁴⁶ Восстановление спектра полигармонического сигнала при медленных флюктуациях периода дискретизации Reconstructing the Spectrum of a Polyharmonic Signal under Slow Fluctuations in the Sampling Period Одновременное выполнение этих условий требует решения системы неравенств

$$\begin{cases} e^{(M-1)\Delta y} \leq X, \\ e^{(M-1)\Delta y} - e^{(M-2)\Delta y} \leq \Delta x \end{cases} \Rightarrow \\ \Rightarrow \begin{cases} e^{(M-1)\Delta y} \leq X, \\ e^{(M-1)\Delta y} (1 - e^{-\Delta y}) \leq \Delta x. \end{cases}$$

Если принять, что $e^{(M-1)\Delta y} = X$, то для шага Δy и *M* будут справедливы следующие условия:

$$\begin{cases} \Delta y \leq -\ln\left(1 - \frac{1}{N-1}\right), \\ M = 1 + \frac{\ln X}{\Delta y}, \end{cases}$$

где учтено, что $X = (N-1)\Delta x$.

Определив из полученной системы Δy и M, можно получить ПЛ функции $f(x), x \in [0, X]$ любым из известных способов интерполяции ее значений $f[n] = f(n\Delta x), n = 0, ..., N - 1$ на новую сетку $\overline{x}_m = e^{m\Delta y}, m = -M, ..., M - 1$.

Список литературы

1. Feichtinger H. G., Gröchenig K., Strohmer T. Efficient numerical methods in non-uniform sampling theory // Numerische Mathematik. 1995. Vol. 69. P. 423–440. doi: 10.1007/s002110050101

2. Algorithms for spectral analysis of irregularly sampled time series / A. Mathias, F. Grond, R. Guardans, D. Seese, M. Canela, H. H. Diebner // J. of Statistical Software. 2004. Vol. 11, № 2. P. 1–27. doi: 10.18637/jss.v011.i02

3. Babu P., Stoica P. Spectral analysis of nonuniformly sampled data – a review // Digital Signal Processing. 2010. Vol. 20. P. 359–378. doi: 10.1016/ j.dsp.2009.06.019

4. Marziliano P., Vetterli M. Reconstruction of irregularly sampled discrete-time bandlimited signals with unknown sampling locations // IEEE Transaction on Signal Processing. 2000. Vol. 48, № 12. P. 3462– 3471. doi: 10.1109/78.887038

5. Browning J. A method of finding unknown continuous time nonuniform sample locations of bandlimited functions // Advanced signal processing algorithms, architectures and implementations. 2004. Vol. XIV. P. 289–296. doi: 10.1117/12.560450

6. Browning J. Approximating signals from nonuniform continuous time samples at unknown locations // IEEE Transactions on Signal Processing. 2007. Vol. 55, № 4. P. 1549–1554. doi: 10.1109/tsp.2006.889979

7. Sampling at unknown locations, with an application in surface retrieval / M. Pacholska, B. Béjar Haro, A. Scholefield, M. Vetterli // Proc. of the 12th Intern. Conf. on Sampling Theory and Applicattions, Tallinn, Estonia, 03–07 July 2017. IEEE, 2017. P. 364–368. doi: 10.1109/sampta.2017.8024451

8. Поршнев С. В., Кусайкин Д. В. Алгоритмы повышения точности восстановления дискретных сигналов, заданных на неравномерной временной сетке с неизвестными координатами узлов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Т. 17, вып. 6. С. 17–23.

9. Поршнев С. В., Кусайкин Д. В. Исследование алгоритмов восстановления дискретных сигналов,

заданных на неравномерной временной сетке с неизвестными значениями координат узлов. Ульяновск: Зебра, 2016. 211 с.

10. Porshnev S.V., Kusaykin D.V., Klevakin M. A. Features of the irregularly sampled discrete-time signals with unknown jittered sampling locations. Algorithms based on sampling locations correction // XI Intern. Scientific and Technical Conf. "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)", Omsk, Russia, 14–16 Nov. 2017. P. 1–5. doi: 10.1109/DYNAMICS.2017.8239494

11. Damaschke N., Kühn V., Nobach H. Bias correction for direct spectral estimation from irregularly sampled data including sampling schemes with correlation // EURASIP J. on Advances in Signal Processing. 2021. Art. num. 7. doi: 10.1186/s13634-020-00712-4

12. Lamperti J. Semi Stable Stochastic Processes // Transactions of the American Mathematical Society. 1962. Vol. 104. P. 62–78. doi: 10.1090/s0002-9947-1962-0138128-7

13. Flandrin P., Borgnat P., Amblard P. O. From Stationarity to Self-similarity, and Back: Variations on the Lamperti Transformation. In: Rangarajan G., Ding M. (eds). Processes with Long-Range Correlations. Lecture Notes in Physics. Vol. 621. Berlin, Heidelberg: Springer, 2003. doi: 10.1007/3-540-44832-2_5

14. Монаков А. А. Применение масштабно инвариантных преобразований при решении некоторых задач цифровой обработки сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. Т. 65, № 11. С. 65–72.

15. Gray H. L., Zhang N. F. On a class of nonstationary processes // J. of Time Series Analysis. 1988. Vol. 9, N_{2} 2. P. 133–154. doi: 10.1111/j.1467-9892.1988.tb00460.x

16. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

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

Информация об авторе

Монаков Андрей Алексеевич – доктор технических наук (2000), профессор (2005) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборострое-Восстановление спектра полигармонического сигнала при медленных флюктуациях периода дискретизации 47 Reconstructing the Spectrum of a Polyharmonic Signal under Slow Fluctuations in the Sampling Period ния. Почетный машиностроитель РФ (2005), почетный работник высшего профессионального образования РФ (2006). Автор более 220 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация протяженных целей; цифровая обработка сигналов; радиолокаторы с синтезированной апертурой; исследование природных сред радиотехническими методами; управление воздушным движением.

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

E-mail: a_monakov@mail.ru

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

References

1. Feichtinger H. G., Gröchenig K., Strohmer T. Efficient Numerical Methods in Non-Uniform Sampling Theory. Numerische Mathematik. 1995, vol. 69, pp. 423–440. doi: 10.1007/s002110050101

2. Mathias A., Grond F., Guardans R., Seese D., Canela M., Diebner H. H. Algorithms for Spectral Analysis of Irregularly Sampled Time Series. J. of Statistical Software. 2004, vol. 11, no. 2, pp. 1–27. doi: 10.18637/jss.v011.i02

3. Babu P., Stoica P. Spectral Analysis of Nonuniformly Sampled Data – A Review. Digital Signal Processing. 2010, vol. 20, pp. 359–378. doi: 10.1016/ j.dsp.2009.06.019

4. Marziliano P., Vetterli M. Reconstruction of Irregularly Sampled Discrete-Time Bandlimited Signals with Unknown Sampling Locations. IEEE Transaction on Signal Processing. 2000, vol. 48, no. 12, pp. 3462– 3471. doi: 10.1109/78.887038

5. Browning J. A Method of Finding Unknown Continuous Time Nonuniform Sample Locations of Band-Limited Functions. Advanced Signal Processing Algorithms, Architectures and Implementations. 2004, vol. XIV, pp. 289–296. doi: 10.1117/12.560450

6. Browning J. Approximating Signals from Nonuniform Continuous Time Samples at Unknown Locations. IEEE Transactions on Signal Processing. 2007, vol. 55, no. 4, pp. 1549–1554. doi: 10.1109/tsp.2006.889979

7. Pacholska M., Béjar Haro B., Scholefield A., Vetterli M. Sampling at Unknown Locations, with an Application in Surface Retrieval. Proc. of the 12th Intern. Conf. on Sampling Theory and Applications, Tallinn, Estonia, 03–07 July 2017. IEEE, 2017, pp. 364– 368. doi: 10.1109/sampta.2017.8024451

8. Porshnev S. V., Kusaykin D. V. Algorithms for the Reconstruction of Irregularly Sampled Discrete-Time Signals with Unknown Sampling Locations. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2014, vol. 17, no. 6, pp. 17–23. (In Russ.)

9. Porshnev S. V., Kusaykin D. V. Research of Algorithms for the Reconstruction of Non Uniform Sam-

pled Discrete Time Signals with Unknown Sampling Locations. Ulyanovsk, 2016, 211 p. (In Russ.)

10. Porshnev S.V., Kusaykin D.V., Klevakin M. A. Features of the Irregularly Sampled Discrete-Time Signals with Unknown Jittered Sampling Locations. Algorithms Based on Sampling Locations Correction. XI Intern. Scientific and Technical Conf. "Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics)", Omsk, Russia, 14–16 Nov. 2017, pp. 1–5. doi: 10.1109/DYNAMICS.2017.8239494

11. Damaschke N., Kühn V., Nobach H. Bias Correction for Direct Spectral Estimation From Irregularly Sampled Data Including Sampling Schemes with Correlation. EURASIP J. on Advances in Signal Processing. 2021, art. num. 7. doi: 10.1186/s13634-020-00712-4

12. Lamperti J. Semi Stable Stochastic Processes. Transactions of the American Mathematical Society. 1962, vol. 104, pp. 62–78. doi: 10.1090/s0002-9947-1962-0138128-7

13. Flandrin P., Borgnat P., Amblard P. O. From Stationarity to Self-similarity, and Back: Variations on the Lamperti Transformation. In: Rangarajan G., Ding M. (eds). Processes with Long-Range Correlations. Lecture Notes in Physics. Vol. 621. Berlin, Heidelberg, Springer, 2003. doi: 10.1007/3-540-44832-2_5

14. Monakov A. A. Scale-Invariant Transformations in Some Problems of Digital Signal Processing. Achievements of Modern Radioelectronics. 2007, vol. 65, no. 11, pp. 65–72. (In Russ.)

15. Gray H. L., Zhang N. F. On a Class of Nonstationary Processes. J. of Time Series Analysis. 1988, vol. 9, no. 2, pp. 133–154. doi: 10.1111/j.1467-9892.1988.tb00460.x

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

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

Information about the author

Andrey A. Monakov, Dr Sci. (Eng.) (2000), Professor (2005) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. Honored Mechanical Engineer of the Russian Federation (2005), Honored Worker of Higher Professional Education of the Russian Federation (2006). The author of more than 220 scientific publications. Area of expertise: extended radar targets; digital signal processing; synthetic aperture radar; remote sensing; air traffic control.

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

E-mail: a monakov@mail.ru

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

⁴⁸ Восстановление спектра полигармонического сигнала при медленных флюктуациях периода дискретизации Reconstructing the Spectrum of a Polyharmonic Signal under Slow Fluctuations in the Sampling Period

Электродинамика, микроволновая техника, антенны УДК 621.396.96 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2024-27-2-49-57

Научная статья

Измерение угла места наблюдаемого воздушного объекта на основе применения фазового метода пеленгации в многокольцевой антенной решетке

А. П. Алёшкин¹, В. В. Владимиров¹, А. В. Честных²

¹Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, Россия ²Научно-исследовательский институт дальней радиосвязи, Москва, Россия [№] v.vladimirov87@mail.ru

Аннотация

Ваедение. Радиолокационные станции наблюдения воздушных объектов, функционирующих в коротковолновом диапазоне, имеют ряд ограниченных технических характеристик, одной из которых является сектор обзора по азимуту. Ввиду использования в качестве приемной линейной антенной решетки (AP) угол обзора ограничивался 60°. При модернизации станции указанное ограничение снято переходом к AP с кольцевой структурой (в настоящее время используется многокольцевая AP). На практике после выполнения ряда алгоритмов пространственной обработки оператору становятся доступны азимут, дальность и скорость наблюдаемого объекта, однако из-за особенностей распространения коротковолнового сигнала точность измерения этих параметров не обеспечивает устойчивого сопровождения воздушных объектов. Кроме того, с переходом на использование многокольцевых решеток появилась возможность дополнительно измерять угол места с последующим расчетом высоты объекта.

Цель работы. Анализ фазового распределения падающей волны на раскрыве многокольцевой AP, а также выполнение пространственной обработки принятого сигнала с использованием фазового метода пеленгации для повышения точности измерения угла места.

Материалы и методы. При формировании фазовых распределений на элементах многокольцевой AP, вычислении угла места фазовым методом и формировании портретов наблюдаемого объекта использовалось компьютерное моделирование в среде MATLAB. Указанная среда успешно применяется для решения широкого спектра научных задач разной сложности в промышленности и научно-исследовательских организациях.

Результаты. Показана возможность использования фазового метода пеленгации источника излучения для повышения точности измерения угла места. Выполнено моделирование. Проведен анализ полученных результатов на примере наблюдения коротковолновой станцией воздушного объекта.

Заключение. Полученные результаты доказали актуальность применения фазового метода при выполнении пространственной обработки сигналов в коротковолновой станции. Предложенный метод позволил устранить неоднозначность при измерении угла места и повысить точность его определения, что является новым результатом применительно к рассматриваемым системам.

Ключевые слова: коротковолновая станция, источник излучения, фронт волны, ионосферное распространение, определение угла места, фазовый метод, база

Для цитирования: Алёшкин А. П., Владимиров В. В., Честных А. В. Измерение угла места наблюдаемого воздушного объекта на основе применения фазового метода пеленгации в многокольцевой антенной решетке // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 49–57. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-49-57

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 16.11.2023; принята к публикации после рецензирования 19.12.2023; опубликована онлайн 29.04.2024



Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Original article

Measuring the Elevation Angle of an Airborne Object by Phase Direction Finding in a Multi-Ring Antenna Array

Andrey P. Aleshkin¹, Vladislav V. Vladimirov^{1⊠}, Alexander V. Chestnykh²

¹Military Aerospace Academy, Saint Petersburg, Russia ² Scientific and Research Institute for Long-Distance Radio Communications, Moscow, Russia

[™] v.vladimirov87@mail.ru

Abstract

Introduction. Radar stations for surveillance of airborne objects operating in the shortwave range are characterized by a number of limited technical characteristics, one of which is the azimuth viewing sector. The use of a linear antenna array (AR) as a receiving array provides the viewing angle of only up to 60°. When modernizing the station, this limitation was removed by applying an AR with a ring structure (currently a multi-ring AR is used). In practice, after performing a number of spatial processing algorithms, the operator obtains the azimuth, range, and speed of the observed object. However, due to the peculiarities of shortwave signal propagation, the accuracy of measuring these parameters does not ensure stable tracking of airborne objects. The use of multi-ring ARs also allows the elevation angle to be measured with a subsequent calculation of the height of the object.

Aim. Analysis of the phase distribution of the incident wave at the aperture of a multi-ring AR, as well as spatial processing of the received signal using the phase direction finding method to improve the accuracy of elevation angle measurements.

Materials and methods. Computer simulation in the MATLAB environment was carried out to form phase distributions on the elements of a multi-ring array, to calculate the elevation angle using the phase method, and to form portraits of the surveyed object. This environment has been successfully used to solve a wide range of problems of varying complexity in both industry and research fields.

Results. The possibility of using the phase method of direction finding of a radiation source to improve the accuracy of elevation angle measurement is demonstrated based on the conducted computer simulation. The obtained results were verified on the example of surveying an airborne object by a shortwave radar station.

Conclusion. The results obtained proved the relevance of using the phase method when performing spatial signal processing by a shortwave radar station. The proposed method made it possible to eliminate the ambiguity in measuring the elevation angle and to increase the accuracy of its determination, which is a new result in relation to the systems under consideration.

Keywords: shortwave station, radiation source, wave front, ionospheric propagation, elevation angle determination, phase method, base

For citation: Aleshkin A. P., Vladimirov V. V., Chestnykh A. V. Measuring the Elevation Angle of an Airborne Object by Phase Direction Finding in a Multi-Ring Antenna Array. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 49–57. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-49-57

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

Submitted 16.11.2023; accepted 19.12.2023; published online 29.04.2024

Введение. Современные радиолокационные средства наблюдения за воздушной обстановкой решают широкий круг задач, главными из которых являются обнаружение и устойчивое сопровождение воздушных объектов [1].

В зависимости от назначения радиолокационной станции к качеству решения этих задач предъявляется ряд жестких требований, сформулированных в техническом задании на первоначальном этапе ее проектирования. С течением времени предъявленные требования теряют свою актуальность. В качестве примера можно привести следующий факт: в последнее время скорость полета воздушных объектов увеличивается вплоть до гиперзвуковой [2, 3]. Радиолокатор, функционирующий в метровом диапазоне волн, из-за ограниченного времени наблюдения, обнаружив высокоскоростную цель, не успевает перейти в режим сопровождения и спрогнозировать ее дальнейшую траекторию.

Проблема ограниченного времени наблюдения успешно решается радиолокационной станцией, функционирующей в коротковолновом диапазоне [4]. Особенность ионосферного распространения радиоволн позволяет сформировать область обзора, в которой объект наблюдается за линией горизонта на дальности более 2500 км от приемной позиции. На отечественной станции, как и на большинстве зарубежных аналогов, в качестве приемной системы используется эквидистантная линейная антенная решетка, перехватывающая фронт падающей волны в ограниченном секторе 60°, что недостаточно для решения задач превентивного обнаружения объектов [4, 5]. В результате модернизации функционирующей станции с установкой дополнительных секций приемных антенн удалось увеличить область сканирования по азимуту только до 180° [6].

На перспективных станциях, планируемых к созданию до 2030 г., вместо линейной будет использоваться многокольцевая антенная решетка (МКАР) [5]. Изменение конструкции позволит сформировать управляемую диаграмму направленности для приема сигналов, приходящих с любого азимутального направления, а многокольцевая структура – уменьшить уровень боковых лепестков. Результирующее поле, создаваемое такой решеткой, формируется объединением полей каждого кольца [7, 8].

Рассмотрим прием и обработку сигнала от точечного источника излучения возможным вариантом эквиугольной МКАР, состоящей из M кольцевых решеток с радиусами R_m , $m \in [1, M]$, содержащих N_m изотропных излучателей (рис. 1). Приемные элементы МКАР располагаются эквиугольно на каждом кольце. Тогда угол между ними определяется как

$$\alpha_m = 2\pi/N_m$$

Элементы МКАР располагаются в горизонтальной плоскости на поверхности Земли. Координаты их расположения определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} & \alpha_{i, m} = R_m \cos(\alpha_m) N_{i, m}; \\ & \gamma_{i, m} = R_m \sin(\alpha_m) N_{i, m}, \end{aligned} i \in [1, N_m] \end{aligned}$$

где N_{*i*, *m*} – номер излучателя в *m*-м кольце.

Номера излучателей отсчитываются последовательно против часовой стрелки. Последний элемент лежит на оси абсцисс *x*. Координата на оси аппликат *z* определяется высотой используемых изотропных элементов.

Расположение приемных элементов в картинной плоскости координат x0y моделируемой МКАР представлено на рис. 2. Высоту изотропных излучателей (координата z) для упрощения примем равной 0 (z = 0), так как в коротковолновом диапазоне она почти не влияет на изменение фазы падающей волны. Рабочая длина волны 10...100 м, а в качестве излучателей используются вибраторы длиной до 3.5 м.

Предположим, что от источника излучения (наблюдаемой цели) Q после облучения передающей позицией на МКАР падает волна сигнала, фронт которой s(t) представляется сум-



у, м

400

Измерение угла места наолюдаемого воздушного ооъекта на основе применения фазового метода пеленгации в многокольцевой антенной решетке Measuring the Elevation Angle of an Airborne Object by Phase Direction Finding in a Multi-Ring Antenna Array

мой информационной $s_r(t)$ и шумовой n(t) составляющих [9, 10]:

$$s(t) = s_{\mathbf{r}}(t) + n(t). \tag{1}$$

Информационная составляющая сигнала имеет вид

$$s_{\rm r}(t) = A_{\rm r}(t-t_3) \cos\left[2\pi f_{\rm tr_c}(t-t_3)\right]$$

где $A_{\rm r}$ – огибающая сигнала; t_3 – задержка распространения сигнала от радиолокационной станции до наблюдаемого объекта и обратно; $f_{\rm tr_a}$ – частота зондирующего сигнала.

МКАР имеет обзор по азимуту φ от 0 до 360° и по углу места θ от 0 до 90°. Направление падения фронта волны характеризуется азимутом φ_{O} и углом места θ_{O} .

При согласованном приеме фазовое распределение на элементах апертуры каждого кольца МКАР определяется выражением [11]

$$\Phi_{n, m} = k \left(x_{n, m} \cos \varphi \sin \theta + y_{n, m} \sin \varphi \sin \theta - x_{n, m} \cos \varphi_Q \sin \theta_Q + y_{n, m} \sin \varphi_Q \sin \theta_Q \right), \quad (2)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число свободного пространства (λ — длина рабочей волны).

Фазовое распределение на раскрыве МКАР, полученное с использованием (2), представлено на рис. 3. Из него следует, что вследствие вносимых радиоканалом искажений, а также шумовой составляющей приемного устройства пространственное распределение фазы на раскрыве МКАР имеет отклонения от линейности. В рассматриваемой станции используется приемное устройство квадратурного типа. В результате приема рассеянного точечным объектом сигнала (1) на выходе приемных элементов формируется комплексный сигнал [12]

$$S(\theta, \phi)_{n, m} = A_{n, m} \exp j(-\Phi_{n, m});$$

$$n \in [1, N_m]; m \in [1, M].$$

В устройстве обработки этот сигнал фиксируется в матрице с размерами 360 на 90° по измеряемым угловым координатам с шагом 1°, определяемым возможностью электронного формирования луча диаграммы направленности [13]:

$$S_{n, m}(\theta, \varphi) = S_{n, m}(0, 0) = S_{n, m}(0, 1) \cdots S_{n, m}(0, \varphi) \\ = \begin{bmatrix} S_{n, m}(0, 0) & S_{n, m}(0, 1) & \cdots & S_{n, m}(0, \varphi) \\ S_{n, m}(1, 0) & S_{n, m}(1, 1) & \cdots & S_{n, m}(1, \varphi) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ S_{n, m}(\theta, 0) & S_{n, m}(\theta, 1) & \cdots & S_{n, m}(\theta, \varphi) \end{bmatrix}.$$

Результатом обработки является распределение сигнала наблюдаемого источника излучения (портрета). Его можно представить как в азимутальной плоскости, так и по углу места, в зависимости от выбранного режима работы. Для этого необходимо выполнить дискретное преобразование Фурье в выбранной плоскости.

В азимутальной плоскости результат преобразования определяется как

$$f(\varphi) = \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N} S_{n,m}(\theta_{\mathbf{Q}}, \varphi), \qquad (3)$$

а в угломестной – как



Fig. 3. Phase distribution on MCAR elements

Измерение угла места наблюдаемого воздушного объекта на основе применения фазового метода пеленгации в многокольцевой антенной решетке Measuring the Elevation Angle of an Airborne Object by Phase Direction Finding in a Multi-Ring Antenna Array



Fig. 4. Azimuth (*a*) and elevation (δ) portraits

$$f(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N} S_{n,m} \left(\boldsymbol{\theta}, \, \boldsymbol{\varphi}_{\mathbf{Q}}\right). \tag{4}$$

На рис. 4, a, δ представлены типичные результаты после использования выражений (3) и (4) соответственно.

Из результатов моделирования видно, что на азимутальном портрете (рис. 4, a) имеется отчетливый максимум с отметкой, соответствующей направлению на точечный объект по азимуту, чего нельзя сказать про угломестный портрет (рис. 4, δ). На нем, помимо основного максимума, есть еще всплески выше уровня 0.707, которые вносят неоднозначность в определение угла места.

Точность определения координат зависит от характеристик МКАР. В азимутальной плоскости размер элемента разрешения определяется по формуле

$$\Delta \varphi = \lambda / (2R_M),$$

а по углу места – выражением

$$\Delta \theta = \lambda / (2R_M \sin \theta). \tag{5}$$

Как следует из (5), размер элемента разрешения по углу места существенно зависит не только от размера апертуры, но и от ракурса наблюдения. Минимальный размер (что определяет наибольшую точность результата преобразования) достигается при наблюдении источника излучения под углом $\theta = 90^\circ$. На практике это невозможно из-за особенностей распространения радиоволн декаметрового диапазона: существует максимальное значение критического угла зондирования $\theta_{\rm kp} \leq 40^\circ$ от линии горизонта [5]. Излучение, распространяющееся под бо́льшим уг-

лом, не отражается от ионосферного слоя, а пронизывает его насквозь. При $\theta < \theta_{\rm kp}$ энергия удерживается ионосферой и далее распространяется в направлении приемной позиции. Критический угол места определяется в зависимости от параметров ионосферы и рабочей частоты радиолокационной станции по формуле [14]

$$\theta_{\rm Kp} \approx \arccos \sqrt{1 - \left(1 + z_m/a\right)^2 \left(f_{\rm Kp}/f_{\rm tr_c}\right)^2},$$

где z_m – высота максимума концентрации слоя F ионосферы; *a* – радиус Земли; $f_{\rm kp}$ – критическая частота вертикального зондирования ионосферы.

Информация о направлении прихода на приемную позицию отраженной от объекта волны содержится в положении ее фазового фронта: нормаль к фазовому фронту в однородной среде распространения радиоволн совпадает с направлением на объект. Для уточнения угла места предлагается применять фазовый метод пеленгации, согласно которому координаты определяются на основе измерений значений разности фаз сигналов, принятых на разнесенные в пространстве антенны (элементы антенной решетки) [15].

Фазовый пеленгатор имеет две одинаковые антенны, разнесенные в пространстве на известное расстояние *b*, называемое базой или фазометрической шкалой. Указанный метод не налагает каких-либо ограничений на диаграммы направленности применяемых антенн, поэтому может быть применен к излучателям исследуемой МКАР.

В качестве двух одинаковых антенн используются 2 излучателя одного кольца, противоположных относительно центра МКАР, расстояние между которыми (база) равно диа-

.....

Измерение угла места наблюдаемого воздушного объекта на основе применения фазового метода пеленгации в многокольцевой антенной решетке Measuring the Elevation Angle of an Airborne Object by Phase Direction Finding in a Multi-Ring Antenna Array

метру кольца (см. рис. 2), разнесенные на минимальное и максимальное расстояния от наблюдаемого источника.

Известно, что с ростом базы антенной решетки повышается точность измерения угла места наблюдаемого объекта [16]. Однако на практике для определения этого параметра необходимо использовать все кольца МКАР, благодаря чему удается устранить неоднозначность регистрации значения фазы (для чего необходимо, чтобы размер базы превышал длину волны). Также необходимо учитывать, что в силу дискретности расположения приемных элементов МКАР не все они размещены точно на линии визирования (азимуте) наблюдаемого объекта.

Из результатов моделирования, представленных на рис. 4, *a*, следует, что в заданных условиях приема станция определяет азимут цели однозначно. После его определения необходимо выполнить стробирование, выделив зарегистрированные фазовые значения с ближнего и дальнего элементов МКАР относительно наблюдаемого точечного объекта.

После стробирования по азимуту и определения позиций необходимых излучателей зарегистрированы фазовые значения с противоположных по линии визирования (азимуту) цели *l*_в (см. рис. 2) элементов каждого кольца (рис. 5).

В условиях локации источник излучения находится на расстоянии, существенно превышающем размеры баз b_m . Тогда падающую на МКАР волну можно считать плоской. Временной сдвиг сигнала, принимаемого дальним от цели элементом МКАР, относительно сигнала ближнего к цели элемента определяется как

где с – скорость распространения радиоволн.

Фазовый сдвиг принятых сигналов, соответствующий задержкам τ_3 , определяется выражением

$$\Delta \Phi_m = 2\pi (b_m/\lambda) \sin \theta_{\rm O}.$$
 (6)

Угол между нормалью к базе и направлением падающей волны равен углу места θ_Q (рис. 6), а база будет равна $b_m = 2R_m$.

Так как исследуемая МКАР имеет кольцевую структуру, для расчета сдвига фаз необходимо использовать формулу

$$\Delta \Phi_m = \left| \Phi_{n_m} \right| + \left| \Phi_{N_m/2} \right|$$

Из (6) следует, что

$$\theta_{\rm Q} = \arcsin\left[\left(\Delta \Phi_m / b_m\right)k\right]. \tag{7}$$

Формула (7) является основной для определения угла места θ_Q по результатам измерения разности фаз сигналов $\Delta \Phi_m$.

На рис. 7 представлен результат расчета угла места наблюдаемого излучающего объекта фазовым методом с использованием (7) (скриншот из программы MATLAB).

Из рис. 7 следует, что во всех кольцах МКАР определено одно и то же направление по углу места, среднее значение которого равно 30°, что соответствует моделируемой сцене. Незначительные отклонения, полученные на базах разного размера, обусловлены не только ошибкой измерения фазы приходящего сигнала, но и расположением приемных элементов МКАР: не на всех базах имелись излучатели, расположенные точно по линии визирования цели.



 $\tau_{3_m} = b_m \sin \theta_{\rm Q} / c \,,$

Измерение угла места наблюдаемого воздушного объекта на основе применения фазового метода пеленгации в многокольцевой антенной решетке Measuring the Elevation Angle of an Airborne Object by Phase Direction Finding in a Multi-Ring Antenna Array

	Ugol_mesta 1x8 double	La ×						
	1	2	3	4	5	6	7	8
1	31.5649	30.5863	29.2048	30.0762	30.2350	29.1935	29.5620	30.0867
2								

Рис. 7. Рассчитанные значения угла места

Fig. 7. Calculated elevation angle values

Выводы. Реализация предложенного метода определения угла места цели требует минимальных аппаратных и вычислительных затрат, поскольку регистрация фазовых значений принимаемого сигнала осуществляется при штатном функционировании рассмотренной коротковолновой станции.

Применение предложенного в статье метода позволит повысить точность определения угла

1. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 2 / под ред. М. И. Сколника; пер. с англ. под ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2015. 680 с.

2. Li G.-H, Zhang H.-B., Tang G.-J. Typical Trajectory Characteristics of Hypersonic Gliding Vehicle // J. of Astronautics. 2015. Vol. 36, iss. 4. P. 397–403.

3. Анцупов О. И., Ищук П. Л., Косяк И. В. Гиперзвуковые летательные аппараты: реальна ли опасность // Воздушно-космическая сфера. 2016. № 2. С. 96–105.

 Фабрицио Д. А. Высокочастотный загоризонтный радар: основополагающие принципы, обработка сигналов и практическое применение / пер. с англ. М.: Техносфера, 2018. 936 с.

5. Акимов В. Ф., Калинин Ю. К. Введение в проектирование ионосферных загоризонтных радиолокаторов / под ред. С. Ф. Боева. М.: Техносфера, 2017. 491 с.

6. Ильин Д. Защита от гиперзвука. Зачем в России модернизируют загоризонтную РЛС "Контейнер"? // Наука и техника. 2021. URL: https://naukatehnika.com/ zashhita-ot-giperzvuka.-zachem-v-rossii-moderniziruyut-zagorizontnuyu-rls-% C2% ABkontejner% C2% BB.html (дата обращения 15.02.2024)

7. Modern Antenna Handbook / ed. by C. A. Balanis. N. Y.: John Wiley & Sons, 2016. 1073 p.

8. Саломатов Ю. П., Панько В. С., Сугак М. И. Кольцевые излучатели и антенные решетки / под ред. Ю. П. Саломатова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2014. 120 с.

9. HUSIR Signal Processing / J. V. Eshbaugh, R. L. Morrison Jr., E. W. Hoen, T. C. Hiett, G. R. Benitz // Lincoln Laboratory J. 2014. Vol. 21, № 1. P. 115–134.

10. Владимиров В. В. Увеличение разрешающей способности по азимуту путем экстраполяции места за счет измерений на самой протяженной базе и устранить неоднозначность определения направления на цель, используя для измерений соседние элементы решетки. Показано, что в результате вычислений получаются значения угла места, близкие к реальному значению расположения воздушного объекта в моделируемой сцене и более точные, чем при использовании амплитудного метода измерения угловых координат.

Список литературы

функции раскрыва антенной решетки оцениванием линейного предсказания по методу наименьших квадратов с использованием коэффициентов авторегрессионной модели // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 1. С. 28–35. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-1-28-35

11. Sen B., Cansız G., Boran H. L Band Multi-Channel Transmit/Receive Module for Circular Phased Array Radar // Proc. of IEEE Intern. Radar Conf., Arlington VA, USA, 10–15 May 2015. 4 p. doi: 10.1109/RADAR. 2015.7130960

12. Алёшкин А. П., Алёшкин Н. А., Владимиров В. В. Способ увеличения разрешающей способности по дальности радиолокационных станций декаметрового диапазона на основе экстраполяции комплексной частотной характеристики рассеяния наблюдаемых объектов // Тр. НПЦАП. 2022. № 3. С. 51–60.

13. Нечаев Ю. Б., Пешков И. В., Аальмуттар Атхеер Ю. О. Алгоритм и результаты моделирования цилиндрической антенной решетки с направленными излучателями // Вестн. ВГУ. Сер. Системный анализ и информационные технологии. 2018. № 1. С. 50–55.

14. Вопросы вертикального и наклонного зондирования ионосферы / Ю. К. Калинин, В. В. Алпатов, А. Ю. Репин, А. В. Щелкалин // Гелиогеофизические исследования. 2018. Вып. 20. С. 87–123.

15. Радиолокация для всех / В. С. Верба, К. Ю. Гаврилов, А. Р. Ильчук, Б. Г. Татарский, А. А. Филатов; под ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2020. 504 с.

16. Проскурин В. И., Ягольников С. В., Шевчук В. И. Радиолокационное наблюдение. Методы, модели, алгоритмы. М.: Техносфера, 2017. 368 с.

.....

Информация об авторах

Алёшкин Андрей Петрович – заслуженный деятель науки РФ (2020), доктор технических наук (2002), профессор (2004), профессор 31-й кафедры Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Автор более 100 научных публикаций и 10 патентов на изобретения. Сфера интересов – теория адаптивного смещенного оценивания в условиях плохой наблюдаемости параметров; антенно-фидерные устройства; радиолокация; радионавигация; пространственно-временная обработка сигналов.

Адрес: Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, ул. Ждановская, д. 13, Санкт-Петербург, 197198, Россия

E-mail: a_aleshkin@mail.ru

orcid.org/0000-0002-0532-1378

Владимиров Владислав Владимирович – кандидат технических наук (2022), начальник лаборатории (научно-исследовательской) военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского. Автор более 35 научных работ. Сфера научных интересов – пространственновременная обработка радиолокационных сигналов, антенно-фидерные устройства, радиолокация.

Адрес: Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, 42-й отдел (научно-исследовательский), ул. Генерала Хрулева, д. 16, Санкт-Петербург, 197348, Россия

E-mail: v.vladimirov87@mail.ru

orcid.org/0000-0003-2984-9692

Честных Александр Владимирович – начальник научно-тематического центра-3 Научноисследовательского института дальней радиосвязи. Автор более 15 научных работ. Сфера научных интересов – пространственно-временная обработка радиолокационных сигналов.

Адрес: Научно-исследовательский институт дальней радиосвязи, ул. 8 Марта, д. 10, стр. 1, Москва, 127083, Россия E-mail: achestnyh@niidar.ru

References

1. Skolnik M. I. Radar Handbook. 3rd Ed. New York, McGraw-Hill, 2008, 1352 p.

2. Li G.-H, Zhang H.-B., Tang G.-J. Typical Trajectory Characteristics of Hypersonic Gliding Vehicle. J. of Astronautics. 2015, vol. 36, iss. 4, pp. 397–403.

3. Ancupov O. I., Ishhuk P. L., Kosjak I. V. Hypersonic Aircraft: is the Danger Real. *Vozdushnokosmicheskaja sfera* [Aerospace]. 2016, no. 2, pp. 96– 105. (In Russ.)

4. Fabricio D. A. High Frequency Over-the-Horizon Radar: Fundamental Principles, Signal Processing, and Practical Applications. McGraw Hill, 2013, 944 p.

5. Akimov V. F., Kalinin Ju. K. Vvedenie v proektirovanie ionosfernyh zagorizontnyh radiolokatorov [Introduction to Design of Ionospheric Over-the-Horizon Radars] Moscow, *Tehnosfera*, 2017, 492 p. (In Russ.)

6. Il'in D. Zashchita ot giperzvuka. Zachem v Rossii moderniziruyut zagorizontnuyu RLS "Kontejner". Nauka i tekhnika [Protection Against Hyper Sound. Why is Russia Upgrading the Container Over-the-Horizon Radar? Science and Technology]. Available at: https://naukatehnika.com/zashhita-ot-giperzvuka.-zachem-vrossii-moderniziruyut-zagorizontnuyu-rls-%C2%ABkontejner %C2%BB.html (accessed 15.02.2024)

7. Balanis C. A. Modern Antenna Handbook. New York, John Wiley & Sons, Inc, 2016, 1073 p.

8. Salomatov Iu. P., Panko V. S., Sugak M. I. *Koltsevye izluchateli i antennye reshetki* [Ring Radiators and Antenna Arrays] St Petersburg, *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2014, 120 p. (In Russ.)

9. Eshbaugh J. V., Morrison Jr. R. L., Hoen E. W.,

Hiett T. C., Benitz G. R., HUSIR Signal Processing. Lincoln Laboratory J. 2014, vol. 21, no. 1, pp. 115–134.

10. Vladimirov V. V. Increased Azimuth Resolution by Extrapolating the Antenna Array Aperture Function by Least Squares Linear Prediction Estimation Using Autoregressive Model Coefficients. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 1, pp. 28–35. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-1-28-35 (In Russ.)

11. Sen B., Cansız G., Boran H. L Band Multi-Channel Transmit/Receive Module for Circular Phased Array Radar. Proc. of IEEE Intern. Radar Conf., Arlington VA, USA, 10–15 May 2015. 4 p. doi: 10.1109/ RADAR. 2015.7130960

12. Aleshkin A. P., Aleshkin N. A., Vladimirov V. V. A Method For Increasing The Range Resolution of Decameter Range Radar Stations Based on Extrapolation of the Complex Frequency Scattering Characteristics of Observed Objects. *Trudy NPTSAP*. 2022, no. 3, pp. 51–60. (In Russ.)

13. Nechaev Iu. B., Peshkov I. V., Aalmuttar Atkheer Iu. O. Algorithm and Results of Modeling a Cylin-Drical Antenna Array with Directional Emitters. *Vestnik VGU, seriia Sistemnyi analiz i informatsionnye tekhnologii.* 2018, no. 1, pp. 55–50. (In Russ.)

14. Kalinin Iu. K., Alpatov V. V., Repin A. Iu., Shchelkalin A. V. Issues of Vertical and Oblique Sounding of the Ionosphere. Heliogeophysical research. 2018, no. 20, pp. 87–123. (In Russ.)

15. Verba V. S., Gavrilov K. Iu., Ilchuk A. R., Tatarskii B. G., Filatov A. A. *Radiolokatsiia dlia vsekh* [Radar for Everyone]. Moscow, *Tehnosfera*, 2020, 504 p. (In Russ.)

16. Proskurin V. I., Yagolnikov S. V., Shevchuk V. I. ritmy [Radar Surveillance. Methods, Models, Algo-Radiolokatsionnoe nabliudenie Metody modeli algorithms]. Moscow, Tehnosfera, 2017, 368 p. (In Russ.)

Information about the authors

Andrey P. Aleshkin, Honored Scientist of the Russian Federation (2020), Dr Sci. (Eng.) (2002), Professor (2004), Professor of the Department of the Military Aerospace Academy, St Petersburg. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: the theory of adaptive biased estimation in conditions of poor observability of parameters; antenna-feeder devices; radar; radio navigation; spatio-temporal signal processing.

Address: Military Aerospace Academy, 31 Department, 13, Zhdanovskaya St., St Petersburg 197198, Russia E-mail: a aleshkin@mail.ru

orcid.org/0000-0002-0532-1378

Vladislav V. Vladimirov, Cand. Sci. (Eng.) (2022), Head of the laboratory (research) of the Military Institute (Research) of the Military Aerospace Academy, St Petersburg. The author of more than 35 scientific publications. Area of expertise: spatio-temporal processing of radar signals; antenna-feeder devices; radar.

Address: Military Aerospace Academy, 42 Department (research), 16, Generala Khruleva St., St Petersburg 197348, Russia E-mail: v.vladimirov87@mail.ru

orcid.org/0000-0003-2984-9692

Alexander V. Chestnykh, Head of the Scientific and Thematic Center-3 of the Research Institute of Long-Range Radio Communications. The author of more than 15 scientific publications. Area of expertise: spatiotemporal processing of radar signals.

Address: Scientific and Research Institute for Long-Distance Radio Communications, 10, March 8 St., build. 1, Moscow 127083, Russia

E-mail: achestnyh@niidar.ru

Электродинамика, микроволновая техника, антенны УДК 621.396.677.3 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2024-27-2-58-67

Научная статья

Низкопрофильная антенная решетка сильносвязанных диполей с дифференциальным питанием

И. Н. Бобков[⊠], Ю. В. Юханов

Южный федеральный университет, Таганрог, Россия

[™] antennadesign@outlook.com

Аннотация

Введение. Антенные решетки сильносвязанных диполей в настоящее время относятся к одному из наиболее востребованных типов систем излучателей. Их основные достоинства – электрически малая высота профиля, возможность сканирования луча в широком секторе углов без появления эффекта ослепления, низкий уровень кроссполяризации. Количество публикаций по теме антенных решеток этого типа за последние годы значительно выросло. Большое внимание авторы уделяли симметрирующим устройствам в составе излучателей. Однако малоизученной остается возможность реализации простого дифференциального питания плеч диполей в антенных решетках такого типа, что делает исследование этого вопроса особенно актуальным при разработке радиотехнических устройств, где такая схема питания является предпочтительной.

Цель работы. Разработать конструкцию элемента антенной решетки сильносвязанных дипольных излучателей с дифференциальным питанием и исследовать ее характеристики.

Материалы и методы. Для изготовления макета применялись следующие материалы: лист медный, диэлектрик RO3003, ситалловая подложка CT-50-1. Численное исследование характеристик выполнялось в программе ANSYS HFSS, экспериментальное исследование макета – в безэховой камере с применением автоматизированного измерительного комплекса и векторного анализатора цепей.

Результаты. Представлены результаты проектирования плоской антенной решетки сильносвязанных диполей X-диапазона. В антенной решетке питание каждого из плеч диполей осуществляется при помощи отдельного коаксиального кабеля, при этом 2 плеча одного диполя запитываются в противофазе. Приведены результаты численного исследования характеристик антенной решетки 8×8 из разработанных элементов. В диапазоне от 6.5 до 12.25 ГГц средний активный коэффициент стоячей волны по напряжению не превышает 3, при этом коэффициент усиления варьируется от 21.5 до 25.7 дБи. Показана возможность сканирования луча в секторе углов до $\pm 45^{\circ}$. Приведены результаты экспериментального исследования характеристик излучения и согласования макета одного элемента.

Заключение. Показана важность проведения расчетов с учетом эффектов, возникающих на краях антенных решеток конечных размеров. Экспериментально подтверждена целесообразность изготовления и измерений макетов антенных решеток с большим количеством элементов. Предложенная конструкция элемента показала возможность реализации дифференциального питания в антенных решетках сильносвязанных дипольных излучателей.

Ключевые слова: антенные решетки, взаимная связь, дипольные антенны, дифференциальное питание, ССДИ Для цитирования: Бобков И. Н., Юханов Ю. В. Низкопрофильная антенная решетка сильносвязанных диполей с дифференциальным питанием // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 58–67. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-58-67

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 07.12.2023; принята к публикации после рецензирования 11.01.2024; опубликована онлайн 29.04.2024

© Бобков И. Н., Юханов Ю. В., 2024

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Original article

Low-Profile Differentially-Fed Tightly-Coupled Dipole Array

Ivan N. Bobkov[⊠], Yury V. Yukhanov

Southern Federal University, Taganrog, Russia

[™] antennadesign@outlook.com

Abstract

Introduction. Tightly coupled dipoles currently belong to one of the most popular types of antenna arrays. Their main advantages include an electrically low-profile height, the ability to scan the beam across a wide sector of angles without the onset of scan blindness, and a low level of cross-polarization. In recent years, the number of publications on the topic of antenna arrays of this type has increased significantly. The authors have paid sufficient attention to baluns included in the antenna array elements. However, the possibility of implementing a differentially-fed scheme in antenna arrays of this type remains poorly studied. This makes the study of this subject especially relevant in the development of radio devices where such feed technique is preferable.

Aim. Differentially-fed tightly-coupled dipole array design and study.

Materials and methods. The following materials were used to create the prototype: copper sheet, ceramic glass substrate ST-50-1, dielectric RO3003. A numerical study of the characteristics was carried out in the ANSYS HFSS environment; an experimental study of the prototype was carried out in an anechoic chamber using an automated measuring complex and a vector network analyzer.

Results. The results of designing a planar antenna array of tightly-coupled dipoles for the X-band are presented. In the antenna array, each of the dipole arms is fed using a separate coaxial cable, while the two arms of one dipole are fed out-of-phase. The results of a numerical study of the characteristics of an 8×8 antenna array made from the developed elements are presented. Across the range from 6.5 to 12.25 GHz, the average active VSWR does not exceed 3, while the gain varies from 21.5 to 25.7 dBi. The possibility of beam scanning in a sector of angles up to $\pm 45^{\circ}$ is shown. The results of an experimental study of the radiation characteristics and matching of the prototype of a single element are presented.

Conclusion. The importance of taking into account the effects that arise at the edges of finite antenna arrays during simulations is shown. The feasibility of manufacturing and measuring antenna array prototypes with a large number of elements is experimentally confirmed. The proposed element design demonstrates the possibility of implementing the differentially-fed scheme in tightly coupled antenna arrays.

Keywords: antenna arrays, mutual coupling, dipole antennas, differential feed, TCDA

For citation: Bobkov I. N., Yukhanov Yu. V. Low-Profile Differentially-Fed Tightly-Coupled Dipole Array. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 58–67. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-58-67

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

Submitted 07.12.2023; accepted 11.01.2024; published online 29.04.2024

Введение. Исследования в области фазированных антенных решеток (АР) [1], направленные на уменьшение высоты профиля, массы, расширение рабочей полосы частот, привели к разработке излучателей типа "U-channel BAVA" [2], "banyan tree" [3], решеток из "излучателей-кнопок" [4], типа "длинная щель" [5–7] и конструкций из диполей с сильной связью на основе подхода, предложенного Б. Мунком [8]. Последние могут проектироваться по технологии шахтного типа, когда плоские излучатели располагают перпендикулярно апертуре решетки [9, 10], и планарной технологии изготовления СВЧ-печатных плат [11].

.....

АР сильносвязанных дипольных излучателей (ССДИ) могут работать как на круговой [12], так и на двух ортогональных поляризациях, имеют низкий уровень кроссполяризационной составляющей [13, 14], могут быть реализованы на практике как для дециметрового [15], так и для миллиметрового диапазонов длин волн [16, 17], образовывать АР, состоящие из подрешеток, разбитых на частотные диапазоны [18].

В уже опубликованных работах по теме АР ССДИ значительное внимание уделяется вопросам обеспечения питания. Как правило, применяются симметрирующие трансформато-

ры, интегрированные в структуру излучателя и размещенные между металлическим экраном и плечами диполей [9, 10, 13]. Такие структуры призваны обеспечивать согласование и симметрирование в широкой полосе частот и при этом не допускать появления резонансов синфазных токов внутри рабочего диапазона длин волн [13]. Однако малоизученной остается возможность реализации дифференциального питания плеч диполей коаксиальными линиями передачи в АР ССДИ без применения какихлибо симметрирующих схем и устройств.

В данной статье рассматривается плоская низкопрофильная АР ССДИ, предназначенная для работы в Х-диапазоне. В качестве прототипа выступила конструкция, описанная в [13, 19]. Предлагаемая АР отличается дифференциальной схемой питания плеч диполей, технологичностью и низкой стоимостью. Были исследованы как одиночный элемент, размеры которого без учета питающих кабелей составляют 21.2 × 21.2 × 4.8 мм, так и АР конечных размеров из 8×8 элементов (256 диполей, 512 портов).

Конструкция излучателя. На рис. 1 представлена фотография макета элемента АР ССДИ. Размеры и топология приведены на рис. 2, геометрические параметры – в таблице.

Элемент АР (рис. 2) состоит из медной пластины-основания, четырех пар плоских излучателей, шестислойной диэлектрической подложки, емкостных пластин полукруглой формы и двух верхних согласующих слоев [8], причем внешний слой дополнительно выполняет роль обтекателя.



Рис. 1. Фотография элемента антенной решетки ССДИ *Fig. 1.* ТСDA element photo

Полукруглые пластины служат для увеличения емкостной связи между плечами соседних диполей. Эти пластины гальванически свя-







Fig. 2. TCDA element dimensions and topology: a – top view (ground layer and dielectric layers above dipoles are not shown for clarity); δ – section view A–A

Геометрические параметры элемента АР ССДИ

Параметр	Значение, мм	Параметр	Значение, мм
$D_{\rm s}$	15	<i>w</i> ₁	1.5
g_1	0.5	<i>w</i> ₂	6.3
<i>B</i> ₂	1.7	<i>w</i> ₃	0.35
<i>g</i> ₃	0.7	w_4	2.26
d_1	0.32	r _c	4.3
d_2	1	r _p	0.5
r _d	3	r _h	5
t _s	0.6	t _r	0.508
ta	0.5	t _m	0.035

заны с основанием при помощи медных стержней. Последние вынесены от края излучателя на небольшое расстояние g_3 для обеспечения прочности конструкции макета излучателя. При работе излучателя в составе АР медные стержни, как правило, располагают по центру емкостных пластин, но размещение со смещением от центра также встречается [13].

Емкостные пластины, как и плечи дипольных излучателей, выполнены из медного ламината толщиной 35 мкм и расположены на противоположных внешних слоях диэлектрической подложки из материала RO3003. Этот диэлектрический слой вместе с остальными нижними пятью слоями диэлектрика (рис. 2, δ) образует стопку толщиной 0.12 длины волны на верхней частоте рабочего диапазона, предназначенную для фиксации плеч диполей, питающих линий и обеспечения общей механической прочности излучателя [13].

Вся шестислойная стопка из материала RO3003 перфорирована отверстиями диаметром $2r_h$ для ухудшения условий распространения поверхностных волн при работе излучателя в составе AP в режиме сканирования луча [11]. Кроме того, отверстиями радиусом r_c перфорируется область размещения емкостных пластин. Перфорация на углах одиночного элемента ССДИ не выполнялась из соображений обеспечения механической прочности, в то время как AP из излучателей ССДИ перфорируется полностью.

Питание диполей дифференциальное, осуществляется при помощи подводимых к элементу снизу 50-омных коаксиальных кабелей, сплошной медный экран которых припаивается к медному основанию. Жилы кабелей подводятся непосредственно к плечам диполей, для чего в шестислойной диэлектрической стопке имеются отверстия диаметром d_1 .

Исследование одиночного элемента АР ССДИ. Рассмотрим результаты экспериментального исследования одиночного элемента АР ССДИ (рис. 1) и сравним их с расчетными данными. Расчет характеристик выполнялся в программном обеспечении ANSYS HFSS. Диаграммы направленности макета измерялись в сертифицированной безэховой камере в соответствии с имеющейся методикой измерений.

На рис. 3 показаны расчетные и измеренные зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) на одном из портов ССДИ, в то время как остальные 7 портов были нагружены на согласованные нагрузки. Так как применяется дифференциальная схема питания плеч диполей, рассматривать значения активного КСВН (КСВН при одновременном возбуждении всех восьми портов АР, половина которых в рассматриваемой конструкции возбуждается в противофазе) крайне затруднительно. Авторы связывают осциллирующий характер кривой измеренного КСВН с допусками при изготовлении (макет элемента АР изготавливался полностью вручную). Тем не менее некоторое сходство результатов измерений и расчетов просматривается.

На рис. 4 показаны рассчитанные и измеренные диаграммы направленности элемента ССДИ на частоте 7 ГГц: кривая 1 – рассчитанные значения; кривая 2 – измеренные значения; кривая 3 – рассчитанные значения без учета системы питания позади излучателя. Возбуждалась пара противоположно расположенных диполей, ортогонально расположенные диполи были нагружены на согласованные нагрузки. При проведении расчетов позади макета размещались модели коаксиальных кабелей и противофазных делителей мощности, аналогичные по размерам тем, что применялись при измерениях (оснастка намеренно не укрывалась радиопоглощающим материалом). Из рис. 4 видно, что система питания (кабели, делители мощности) и прочие элементы, располагаемые позади излучателя, существенно влияют на форму диаграммы направленности. Для уменьшения этого влияния ССДИ необходимо размещать по возможности конформным образом.



Рис. 3. КСВН на одном из портов элемента ССДИ. Другие порты нагружены на согласованные нагрузки

Fig. 3. VSWR at a single port of the antenna element. All other ports are terminated with matched loads

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 58–67 Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 58–67



Рис. 4. Рассчитанные и измеренные диаграммы направленности элемента ССДИ на частоте 7 ГГц (возбуждена пара противоположно расположенных диполей): а – Е-плоскость; б – Н-плоскость Fig. 4. Simulated and measured radiation patterns of the TCDA element at 7 GHz

(only two oppositely placed dipoles are excited): a - E-plane; $\delta - H$ -plane

Численное исследование AP 8 \times 8 элементов ССДИ. Существует несколько техник расчета характеристик AP в системах автоматизированного проектирования устройств сверхвысоких частот. Первая и наиболее совершенная техника расчета основана на методе декомпозиции домена для AP конечных размеров (Finite Array Domain Decomposition Method – FADDM). Данный способ расчета позволяет учесть взаимное влияние элементов и эффекты на краях, обусловленные конечными размерами AP, получить полную матрицу *S*-параметров для всех портов AP и осуществлять сканирование луча посредством явного указания амплитуд и фаз возбуждения на каждом из них.

Вторая техника расчета основана на анализе свойств элементарной ячейки с периодическими граничными условиями (ГУ) на гранях при работе в составе бесконечной АР. Так, попрежнему имеется возможность устанавливать количество элементов, шаг решетки и угол сканирования луча, но расчет выполняется исходя из предположения отсутствия взаимного влияния излучения элементов друг на друга и эффектов, возникающих на краях АР. В ряде случаев эта техника расчета оказывается недостаточно точной. Поводами предпочесть этот метод первому являются высокая скорость выполнения расчетов и невысокие требования к вычислительным ресурсам.

На рис. 5 показана конструкция АР 8 × 8 ССДИ, а также отмечены фазы, с которыми возбуждаются плечи диполей.

На рис. 6 представлены расчетные зависимости значения активного КСВН от частоты на портах АР: кривая 1 – среднее значение активного



Рис. 5. Вид сверху на антенную решетку 8 × 8 элементов ССДИ. Медная пластина-основание и диэлектрические слои, расположенные выше слоя диполей, не показаны для улучшения восприятия

Fig. 5. Top view of the 8×8 TCDA. Ground layer and dielectric layers above dipoles are not shown for clarity

КСВН на 512 портах AP; кривые 2 и 3 – среднеквадратическое отклонение ($\pm 3\sigma$) значения активного КСВН на каждой частоте для 512 портов AP; кривая 4 – активный КСВН на входе одного из портов элементарной ячейки с периодическими ГУ на гранях.

В нижней части диапазона рабочих частот можно отметить более высокие средние значения активного КСВН для АР 8 × 8 ССДИ конечных размеров (рис. 6). Вызвано это ухудшением согласования на портах элементов, расположенных на краях АР [20]. Существуют различные способы борьбы с последствиями эффектов, возникающих на краях АР конечных

.....



Рис. 7. Коэффициент усиления АР 8 × 8 ССДИ в сравнении с теоретическим максимально достижимым КНД апертуры такого же размера

Fig. 7. Realized gain of the 8×8 TCDA compared to the maximum achievable gain of a same size aperture

размеров, например подсоединение элементов, располагающихся на краях, к согласованным или короткозамкнутым нагрузкам [21]. Однако применимость подобных техник к рассматриваемой АР ССДИ выходит за рамки настоящей статьи.

Зависимости коэффициента усиления (КУ) АР ССДИ от частоты приведены на рис. 7: кривая I – расчет АР 8 × 8 методом декомпозиции домена; кривая 2 – расчет АР 8 × 8 на основе ячейки с периодическими ГУ на гранях; кривая 3 – теоретически достижимый коэффициент направленного действия (КНД) апертуры такой же площади, что и элемент АР, определяемый как $4\pi A/\lambda^2$, где A – площадь апертуры; λ – длина волны на рассматриваемой частоте.

На рис. 8 показаны нормированные диаграммы направленности в E-, H- и D-плоскостях без сканирования и со сканированием луча на угол 45°: кривые 1 – расчет AP 8 × 8 элементов методом декомпозиции домена; кривые 2 – рас-



Рис. 8. Нормированные диаграммы направленности конечной и в составе "бесконечной" АР 8 × 8 ССДИ на частоте 7 ГГц: а – D-плоскость, без сканирования; б – D-плоскость, угол сканирования 45°; е – Е-плоскость, без сканирования; с – E-плоскость, угол сканирования 45°; д – H-плоскость, без сканирования 45° *Fig. 8.* Normalized radiation patterns of the finite and infinite 8 × 8 TCDA at 7 GHz: a – D-plane, broadside; б – D-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – D-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – C-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – C-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c – H-plane, scan angle of 45°; д – H-plane, broadside; c –

чет АР 8 × 8 элементов на основе ячейки с периодическими ГУ на гранях. При расчетах методом декомпозиции домена амплитуды возбуждения на всех портах АР принимались равными, а набег фазы устанавливался явным образом. Максимальный уровень первого бокового лепестка обнаруживается при сканировании на угол 45° в *E*и *H*-плоскостях (см. рис. 8, *г*, *е*), амплитуда составляет –9.5 дБ. Уровень боковых лепестков при сканировании на 45° в *D*-плоскости (рис. 8, *б*) составляет –20.8 дБ (–27.1 дБ без сканирования).

Стоит отметить, что диаграммы направленности без сканирования луча (см. рис. 8, а, в, д), полученные обоими методами расчета характеристик АР, совпадают в части главного и первых боковых лепестков. Расчеты элементарной ячейки с периодическими ГУ на гранях требуют существенно меньше времени и вычислительных ресурсов, чем расчеты полноразмерной АР. При этом такие расчеты позволяют с достаточной для предварительной оценки точностью получить представление как о ширине главного луча, так и об уровне боковых лепестков диаграммы направленности. Однако при сканировании луча (см. рис. 8, б, г, е) влияние конечных размеров AP на характеристики излучения становится существенным и необходимо отдавать предпочтение методу декомпозиции домена.

Заключение. Рассмотрена конструкция плоской низкопрофильной двухполяризационной АР ССДИ. Питание каждого из плеч дипо-

лей осуществляется отдельным коаксиальным кабелем, при этом 2 плеча одного диполя запитываются в противофазе.

Экспериментально исследованы характеристики излучения и согласования макета одного элемента АР ССДИ. Сравнение с результатами расчетов показало необходимость изготовления и исследования макета, состоящего из большего количества элементов, так как влияние допусков при ручном изготовлении физически малого элемента оказалось существенным. Диаграммы направленности макета и модели в общем совпадают.

Расчетным путем установлено, что AP 8 × 8 из предложенных элементов обеспечивает средний КСВН < 3 в диапазоне от 6.5 до 12.25 ГГц, при этом КУ варьируется от 21.5 до 25.7 дБи. Показана важность проведения расчетов с учетом эффектов, возникающих на краях AP конечных размеров, и взаимного влияния излучения элементов AP.

Показана возможность сканирования луча в секторе углов до ±45° в двух основных и диагональной плоскостях. Уровень первого бокового лепестка при сканировании на угол 45° в *E*- и *H*плоскостях составляет –9.5 дБ. Уровень боковых лепестков в *D*-плоскости составляет –27.1 дБ без сканирования и –20.8 дБ при сканировании на 45°.

Исследованная конструкция АР ССДИ с дифференциальным питанием может найти применение при разработке радиотехнических устройств, где такая схема питания является предпочтительной.

Список литературы

1. Opportunities and advances in ultra-wideband electronically scanned arrays / J. T. Logan, R. W. Kindt, M. Y. Lee, M. N. Vouvakis // Intern. Symp. on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo, USA, 26 June–01 July 2016. IEEE, 2016. P. 431–432. doi: 10.1109/APS.2016.7695924

2. Elsallal M. W., Mather J. C. An ultra-thin, decade (10:1) Bandwidth, modular "BAVA" array with low cross-polarization // Intern. Symp. on Antennas and Propagation (APSURSI), Spokane, USA, 03–08 July 2011. IEEE, 2011. P. 1980–1983. doi: 10.1109/ APS.2011.5996893

3. Holland S. S., Vouvakis M. N. The Banyan Tree Antenna Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2011. Vol. 59, № 11. P. 4060–4070. doi: 10.1109/TAP.2011.2164177

4. Livingston S., Lee J. J. A wide band low profile dual-pol "Thumbtack" array // Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology, Waltham, USA, 12– 15 Oct. 2010. IEEE, 2010. P. 477–483. doi: 10.1109/ ARRAY.2010.5613323

5. Compact light weight UHF arrays using long slot apertures / J. J. Lee, S. Livingston, R. Koenig, D. Nagata, L. L. Lai // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. Vol. 54, № 7. P. 2009–2015. doi: 10.1109/TAP.2006.877169

6. Lee J. J., Livingston S., Nagata D. A low profile 10:1 (200–2000 MHz) wide band long slot array // Antennas and Propagation Society Intern. Symp., San Diego, USA, 05–11 July 2008. IEEE, 2008. P. 1–4. doi: 10.1109/APS.2008.4619302

7. Long slot arrays - part 2: ultra wideband test results / J. J. Lee, S. Livingston, R. Koenig, D. Nagata, L. Lai // Antennas and Propagation Society Intern. Symp., Washington, USA, 03–08 July 2005. IEEE, 2005. Vol. 1A. P. 586–589. doi: 10.1109/APS. 2005.1551387

.....

8. A low-profile broadband phased array antenna / B. Munk, R. Taylor, T. Durharn, W. Croswell, B. Pigon, R. Boozer, S. Brown, M. Jones, J. Pryor, S. Ortiz, J. Rawnick, K. Krebs, M. Vanstrum, G. Gothard, D. Wiebelt // Antennas and Propagation Society Intern. Symp., Columbus, USA, 22–27 Jun. 2003. IEEE, 2003. Vol. 2. P. 448–451. doi: 10.1109/APS.2003.1219272

9. Gevorkyan A. V., Privalova T. Y., Yukhanov Y. V. Radiation Characteristics of the Low Profile Dipole Antenna // Progress in Electromagnetics Research Symp. (PIERS-Toyama), Toyama, Japan, 01–04 Aug. 2018. IEEE, 2019. P. 1621–1625. doi: 10.23919/ PIERS.2018.8597967

10. Novak M. H., Volakis J. L. Ultrawideband Antennas for Multiband Satellite Communications at UHF–Ku Frequencies // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015. Vol. 63, № 4. P. 1334– 1341. doi: 10.1109/TAP.2015.2390616

11. Holland S. S., Vouvakis M. N. The Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) Array // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012. Vol. 60, № 1. P. 130–140. doi: 10.1109/TAP. 2011.2167916

12. Au V. B., Bobkov I. N., Yukhanov Y. V. Low-Profile Circularly Polarized Tightly Coupled Dipole Array // IEEE 8th All-Russ. Microwave Conf. (RMC), Moscow, Russia, 23–25 Nov. 2022. IEEE, 2022. P. 207–210. doi: 10.1109/RMC55984.2022.10079477

13. A New Class of Planar Ultrawideband Modular Antenna Arrays with Improved Bandwidth / J. T. Logan, R. W. Kindt, M. Y. Lee, M. N. Vouvakis // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66, iss. 2. P. 692–701. doi: 10.1109/TAP. 2017.2780878

14. Lee M. Y., Kindt R. W., Vouvakis M. N. Polarization properties of finite ultra-wideband arrays // 31st Intern. Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (ACES), Williamsburg, USA, 22–26 March 2015. IEEE, 2015. P. 1–2.

15. Merola C. S., Vouvakis M. N. UHF planar ultra-wideband modular antenna (PUMA) arrays // Intern. Symp. on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, USA, 09–14 July 2017. IEEE, 2017. P. 1803– 1804. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072944

16. Logan J. T., Vouvakis M. N. Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) arrays scalable to mmwaves // Antennas and Propagation Society Intern. Symp. (APSURSI), Orlando, FL, USA, 07–13 July 2013. IEEE, 2014. P. 624–625. doi: 10.1109/APS.2013.6710972

17. A 6:1 bandwidth PUMA array at 7mm scale / R. Kindt, R. Mital, J. Logan, M. Lee, M. Vouvakis // Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology (PAST), Waltham, USA, 18–21 Oct. 2016. IEEE, 2017. P. 1–4. doi: 10.1109/ARRAY.2016.7832626

18. Lee M. Y., Kindt R. W., Vouvakis M. N. Planar ultrawideband modular antenna (PUMA) wavelengthscaled array // Intern. Symp. on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo, USA, 26 June–01 July 2016. IEEE, 2016. P. 435–436. doi: 10.1109/APS. 2016.7695926

19. Simplified design of 6:1 PUMA arrays / M. Y. Lee, J. T. Logan, R. W. Kindt, M. N. Vouvakis // Intern. Symp. on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, Canada, 19–24 July 2015. IEEE, 2015. P. 2515–2516. doi: 10.1109/APS.2015.7305646

20. Tightly Coupled Array Antennas for Ultra-Wideband Wireless Systems / Y. Zhou, F. Zhu, S. Gao, Q. Luo, L.-H. Wen, Q. Wang, X. X. Yang, Y. L. Geng, Z. Q. Cheng // IEEE Access. 2018. Vol. 6. P. 61851– 61866. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2873741

21. Holzman E. On the use of dummy elements to match edge elements in transmit arrays // Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology, Waltham, USA, 15–18 Oct. 2013. IEEE, 2014. P. 549–552. doi: 10.1109/ARRAY.2013.6731887

Информация об авторах

Бобков Иван Николаевич – инженер по специальности "Средства радиоэлектронной борьбы" (2011, Южный федеральный университет), научный сотрудник передовой инженерной школы "Инженерия киберплатформ" Южного федерального университета. Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – теория и практика антенных решеток; СВЧ-устройства и технологии.

Адрес: Южный федеральный университет, Некрасовский пер., д. 44, Таганрог, 347900, Россия E-mail: antennadesign@outlook.com

https://orcid.org/0000-0002-6923-7917

Юханов Юрий Владимирович – доктор технических наук (1997), профессор (2000), заведующий кафедрой антенн и радиопередающих устройств Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета. Автор 255 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и распространение радиоволн; синтез импедансных структур по заданным характеристикам излучения и рассеяния. Адрес: Южный федеральный университет, Некрасовский пер., д. 44, Таганрог, 347900, Россия E-mail: yu_yukhanov@mail.ru

https://orcid.org/0000-0001-8448-5508

Низкопрофильная антенная решетка сильносвязанных диполей с дифференциальным питанием Low-Profile Differentially-Fed Tightly-Coupled Dipole Array

.....

References

1. Logan J. T., Kindt R. W., Lee M. Y., Vouvakis M. N. Opportunities and Advances in Ultra-Wideband Electronically Scanned Arrays. Intern. Symp. on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo, USA, 26 June–01 July 2016. IEEE, 2016, pp. 431–432. doi: 10.1109/APS.2016.7695924

2. Elsallal M. W., Mather J. C. An Ultra-Thin, Decade (10:1) Bandwidth, Modular "BAVA" Array with Low Cross-Polarization. Intern. Symp. on Antennas and Propagation (APSURSI), Spokane, USA, 03–08 July 2011. IEEE, 2011, pp. 1980–1983. doi: 10.1109/APS.2011.5996893

3. Holland S. S., Vouvakis M. N. The Banyan Tree Antenna Array. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2011, vol. 59, no. 11, pp. 4060–4070. doi: 10.1109/TAP.2011.2164177

4. Livingston S., Lee J. J. A Wide Band Low Profile Dual-Pol "Thumbtack" Array. Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology, Waltham, USA, 12–15 Oct. 2010. IEEE, 2010, pp. 477–483. doi: 10.1109/ARRAY.2010.5613323

5. Lee J. J., Livingston S., Koenig R., Nagata D., Lai L. L. Compact Light Weight UHF Arrays Using Long Slot Apertures. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006, vol. 54, no. 7, pp. 2009–2015. doi: 10.1109/TAP.2006.877169

6. Lee J. J., Livingston S., Nagata D. A Low Profile 10:1 (200–2000 MHz) Wide Band Long Slot Array. Antennas and Propagation Society Intern. Symp., San Diego, USA, 05–11 July 2008. IEEE, 2008, pp. 1–4. doi: 10.1109/APS.2008.4619302

7. Lee J. J., Livingston S., Koenig R., Nagata D., Lai L. Long Slot Arrays - part 2: Ultra Wideband Test Results. Antennas and Propagation Society Intern. Symp., Washington, USA, 03–08 July 2005. IEEE, 2005, vol. 1A, pp. 586–589. doi: 10.1109/APS.2005.1551387

8. Munk B., Taylor R., Durharn T., Croswell W., Pigon B., Boozer R., Brown S., Jones M., Pryor J., Ortiz S., Rawnick J., Krebs K., Vanstrum M., Gothard G., Wiebelt D. A Low-Profile Broadband Phased Array Antenna. Antennas and Propagation Society Intern. Symp., Columbus, USA, 22–27 Jun. 2003. IEEE, 2003, vol. 2, pp. 448–451. doi: 10.1109/APS.2003.1219272

9. Gevorkyan A. V., Privalova T. Y., Yukhanov Y. V. Radiation Characteristics of the Low Profile Dipole Antenna. Progress in Electromagnetics Research Symp. (PIERS-Toyama), Toyama, Japan, 01–04 Aug. 2018. IEEE, 2019, pp. 1621–1625. doi: 10.23919/ PIERS.2018.8597967

10. Novak M. H., Volakis J. L. Ultrawideband Antennas for Multiband Satellite Communications at UHF–Ku Frequencies. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015, vol. 63, no. 4, pp. 1334–1341. doi: 10.1109/TAP.2015.2390616

11. Holland S. S., Vouvakis M. N. The Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) Array. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012, vol. 60, no. 1, pp. 130–140. doi: 10.1109/ TAP.2011.2167916

12. Au V. B., Bobkov I. N., Yukhanov Y. V. Low-Profile Circularly Polarized Tightly Coupled Dipole Array. IEEE 8th All-Russ. Microwave Conf. (RMC), Moscow, Russia, 23–25 Nov. 2022. IEEE, 2022, pp. 207–210. doi: 10.1109/RMC55984.2022.10079477

13. Logan J. T., Kindt R. W., Lee M. Y., Vouvakis M. N. A New Class of Planar Ultrawideband Modular Antenna Arrays with Improved Bandwidth. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2018, vol. 66, iss. 2, pp. 692–701. doi: 10.1109/TAP.2017.2780878

14. Lee M. Y., Kindt R. W., Vouvakis M. N. Polarization Properties of Finite Ultra-Wideband Arrays. 31st Intern. Review of Progress in Applied Computational Electromagnetics (ACES), Williamsburg, USA, 22– 26 March 2015. IEEE, 2015, pp. 1–2.

15. Merola C. S., Vouvakis M. N. UHF Planar Ultra-Wideband Modular Antenna (PUMA) Arrays. Intern. Symp. on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, USA, 09–14 July 2017. IEEE, 2017, pp. 1803–1804. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8072944

16. Logan J. T., Vouvakis M. N. Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) arrays scalable to mmwaves. Antennas and Propagation Society Intern. Symp. (APSURSI), Orlando, FL, USA, 07–13 July 2013. IEEE, 2014, pp. 624–625. doi: 10.1109/ APS.2013.6710972

17. Kindt R., Mital R., Logan J., Lee M., Vouvakis M. A 6:1 Bandwidth PUMA Array at 7mm Scale. Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology (PAST), Waltham, USA, 18–21 Oct. 2016. IEEE, 2017, pp. 1–4. doi: 10.1109/ARRAY.2016.7832626

18. Lee M. Y., Kindt R. W., Vouvakis M. N. Planar Ultrawideband Modular Antenna (PUMA) Wavelength-Scaled Array. Intern. Symp. on Antennas and Propagation (APSURSI), Fajardo, USA, 26 June–01 July 2016. IEEE, 2016, pp. 435–436. doi: 10.1109/APS. 2016.7695926

19. Lee M. Y., Logan J. T., Kindt R. W., Vouvakis M. N. Simplified Design of 6:1 PUMA Arrays. Intern. Symp. on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Vancouver, Canada, 19–24 July 2015. IEEE, 2015, pp. 2515–2516. doi: 10.1109/ APS.2015.7305646

20. Zhou Y., Zhu F., Gao S., Luo Q., Wen L.-H., Wang Q., Yang X. X., Geng Y. L., Cheng Z. Q. Tightly Coupled Array Antennas for Ultra-Wideband Wireless Systems. IEEE Access. 2018, vol. 6, pp. 61851–61866. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2873741

21. Holzman E. On the Use of Dummy Elements to Match Edge Elements in Transmit Arrays. Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology, Waltham, USA, 15–18 Oct. 2013. IEEE, 2014, pp. 549– 552. doi: 10.1109/ARRAY.2013.6731887

Information about the authors

Ivan N. Bobkov, Engineer's degree in electrical engineering (2011, Southern Federal University), researcher at Advanced engineering school in Cyberplatform Engineering of Southern Federal University. The author of 10 scientific publications. Area of expertise: theory and application of antenna arrays; microwave theory and techniques. Address: Southern Federal University, 44, Nekrasovsky Per., Taganrog 347900, Russia

E-mail: antennadesign@outlook.com

https://orcid.org/0000-0002-6923-7917

Yury V. Yukhanov, Dr Sci. (Eng.) (1997), Professor (2000), Head of the Antenna and Radio Transmitter Department at Institute of Radioengineering Systems and Control of Southern Federal University. The author of 255 scientific publications. Area of expertise: electromagnetic scattering theory and application; analysis and synthesis of impedance surfaces.

Address: Southern Federal University, 44, Nekrasovsky Per., Taganrog 347900, Russia E-mail: yu_yukhanov@mail.ru https://orcid.org/0000-0001-8448-5508

Низкопрофильная антенная решетка сильносвязанных диполей с дифференциальным питанием Low-Profile Differentially-Fed Tightly-Coupled Dipole Array

Системы, сети и устройства телекоммуникаций УДК 621.397.13 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2024-27-2-68-78

Научная статья

От DVB-S к DVB-S2X: прогресс в стандартизации систем цифрового спутникового вещания

К. Ю. Коломенский¹, А. Ю. Демидова¹, А. С. Казаринов²

¹Санкт-Петербургский филиал – "ЛОНИИР" Ордена Трудового Красного Знамени Российского научно-исследовательского института радио им. М. И. Кривошеева, Санкт-Петербург, Россия

² Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

[™] akazarinov97@gmail.com

Аннотация

Beedenue. Представлена краткая история развития процесса европейской и международной стандартизации в области систем DVB (Digital Video Broadcasting) в применении к спутниковому вещанию, рассматриваются преимущества новых систем, представлены результаты сравнительного анализа их основных характеристик по отношению к предыдущим версиям.

Цель работы. Исследовать прогресс в стандартизации систем цифрового спутникового вещания, проанализировать новые функции и возможности, сравнить основные характеристики и выделить преимущества новых систем по отношению к предыдущим версиям.

Материалы и методы. Документы Европейского института телекоммуникационных стандартов (ETSI) и Международного союза электросвязи, относящиеся к стандартизации систем спутникового вещания от DVB-S до DVB-S2X. Сравнительный анализ основных функций и характеристик рассматриваемых систем.

Результаты. Проанализированы новые функции и возможности, введенные в системе DVB-S2, включая опцию Time-slicing (Annex M), позволяющую приемникам выбирать и декодировать отдельный поток, несущий один или более нужных сервисов, и не тратить ресурсы на обработку других потоков. Рассмотрены новые опции системы DVB-S2X, включая опцию Super-Framing Structure (Annex E), которая позволяет обеспечить повышенную устойчивость к соканальным помехам от сигналов, передаваемых по соседнему лучу, а также поддержку будущих разработок, связанных с "прыгающими лучами" (beam hopping). Проиллюстрированы преимущества введенного в DVB-S2X "объединения каналов", что позволяет совместно использовать емкость двух или трех транспондеров с целью увеличения коэффициента статистического мультиплексирования в случае передачи программ UHDTV.

Заключение. Стандартизация систем цифрового спутникового вещания обеспечивает возможность разработчикам и производителям оборудования использовать наиболее современные технологии и методы, опираясь в то же время на международно признанные стандарты. Это позволяет, с одной стороны, постоянно совершенствовать оборудование цифровых систем спутникового вещания, повышая потребительские качества предоставляемых услуг, а с другой – увеличивать тиражи и удешевлять выпускаемые микросхемы и аппаратуру.

Ключевые слова: системы цифрового спутникового вещания, структура кадров, виды модуляции и кодирования, спектральная эффективность

Для цитирования: Коломенский К. Ю., Демидова А. Ю., Казаринов А. С. От DVB-S к DVB-S2X: прогресс в стандартизации систем цифрового спутникового вещания // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 68–78. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-68-78

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 22.12.2023; принята к публикации после рецензирования 08.02.2024; опубликована онлайн 29.04.2024

Telecommunication Systems, Networks and Devices

Original article

From DVB-S to DVB-S2X: Progress in Standardization of Digital Satellite Broadcasting Systems

Konstantin Yu. Kolomensky¹, Anna Yu. Demidova¹, Andrei S. Kazarinov^{2⊠}

¹ The M. I. Krivosheev Radio Research & Development Institute St Petersburg Branch – "LONIIR", St Petersburg, Russia

²Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

[™] akazarinov97@gmail.com

Abstract

Introduction. The article presents a brief history of the European and international standardization process in the field of digital video broadcasting (DVB) systems as applied to satellite broadcasting. The advantages of new systems are considered. The results of a comparative analysis of their main characteristics in relation to previous versions are given.

Aim. To study the current progress in the standardization of digital satellite broadcasting systems, to analyze their new features and capabilities, to compare their main characteristics, and to distinguish the advantages of new systems in relation to previous versions.

Materials and methods. Documents of the European Telecommunications Standards Institute (ETSI) and the International Telecommunication Union related to the standardization of satellite broadcasting systems from DVB-S to DVB-S2X were studied. A comparative analysis of the main functions and characteristics of the systems under consideration was carried out.

Results. New functions and features introduced in the DVB-S2 system were analyzed, including the Time-Slicing (Annex M) option, which allows receivers to select and decode a specific stream carrying one or more services of interest without wasting resources on processing other streams. New DVB-S2X system options were considered, including the Super-Framing Structure (Annex E) option, which ensures increased immunity to co-channel interference from neighboring beam signals, as well as support for future developments related to beam hopping. The advantages of channel aggregation in DVB-S2X were illustrated, which allows the capacity of two or three transponders to be shared in order to increase the statistical multiplexing ratio in the case of UHDTV programs.

Conclusion. The standardization of digital satellite broadcasting systems provides an opportunity for equipment developers and manufacturers to use the latest technologies and methods, while relying on internationally recognized standards. This allows, on the one hand, the equipment of digital satellite broadcasting systems and the consumer quality of the services provided to be constantly improved, and, on the other hand, the cost of chips and equipment produced to be optimized.

Keywords: digital video broadcast satellite systems, frame structure, channel coding and modulation systems, spectral efficiency

For citation: Kolomensky K. Yu., Demidova A. Yu., Kazarinov A. S. From DVB-S to DVB-S2X: Progress in Standardization of Digital Satellite Broadcasting Systems. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 68–78. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-68-78

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

Submitted 22.12.2023; accepted 08.02.2024; published online 29.04.2024

Введение. На протяжении двух последних десятилетий распространение цифрового спутникового вещания проходит по всему миру, в том числе и в России, ускоренными темпами. В немалой степени этому способствует стандартизация новых методов кодирования и повышения спектральной эффективности, которые достаточно быстро находят отражение в международных нормативных документах для систем цифрового спутникового вещания. В статье представлена краткая история развития процесса европейской и международной стандартизации в области систем DVB (Digital Video Broadcasting) в применении к спутниковому вещанию. Приводятся общие сведения о системах цифрового спутникового вещания от DVB-S до DVB-S2X, рассматриваются преимущества новых систем, представлены результаты сравнительного анализа их основных характеристик по отношению к предыдущим версиям.

От DVB-S к DVB-S2X: прогресс в стандартизации систем цифрового спутникового вещания From DVB-S to DVB-S2X: Progress in Standardization of Digital Satellite Broadcasting Systems Системы семейства DVB. Концепция систем DVB разрабатывается в рамках европейского проекта DVB Project, который представляет собой консорциум производителей оборудования и операторов телевещания, совместно разрабатывающих открытые спецификации в области распространения цифрового медиаконтента. Члены консорциума в составе рабочих групп по нескольким направлениям готовят спецификации систем цифрового вещания, которые затем утверждаются в виде стандартов международными организациями, как правило, Европейским институтом телекоммуникационных стандартов ETSI (European Telecommunications Standards Institute).

Для применения в спутниковом телевидении система цифрового вещания получила название DVB-S (Satellite Transmission) наряду с DVB-C (Cable Transmission), DVB-T (Terrestrial Transmission), DVB-H (Handheld) для мобильных терминалов, DVB-MC и DVB-MS для систем миллиметрового диапазона, работающих на частотах менее и более 10 ГГц соответственно.

Финальная версия европейского стандарта для системы DVB-S была утверждена ETSI в августе 1997 г. и получила кодовое обозначение ETSI EN 300 421 [1]. Это гибкий стандарт, охватывающий различные области применения спутникового вещания и передачи данных, он определяет структуру кадров, виды модуляции и кодирования спутниковых сигналов с использованием схемы сжатия MPEG-2.

В 2005 г. был утвержден новый европейский стандарт ETSI EN 302 307-1 для системы, получившей название DVB-S2 [2], а в 2014 г. этот стандарт был дополнен второй частью ETSI EN 302 307-2 для системы, получившей название DVB-S2X [3]. Кроме этих стандартов были подготовлены документы, в которых рассматриваются технические и эксплуатационные вопросы, относящиеся к системам DVB-S2 и DVB-S2X соответственно [4, 5].

На базе документов, разработанных DVB Project и ETSI, Международный союз электросвязи (МСЭ) в марте 2014 г. опубликовал отчет [6], а в декабре 2016 г. выпустил Рекомендацию "Цифровая спутниковая система радиовещания с гибкой конфигурацией (телевидение, звук и данные)", объединяющую основные положения по системам DVB-S2 и DVB-S2X [7]. От DVB-S к DVB-S2 (2003–2014). На базе опыта, полученного в ходе эксплуатации системы DVB-S, и с учетом новых достижений в области приема и обработки спутниковых сигналов в 2003 г. началась разработка стандарта для системы DVB-S2. Этот стандарт был ратифицирован ETSI в марте 2005 г., но работа по совершенствованию системы не прекращалась, и позднее выходили следующие версии спецификаций. Финальная версия стандарта EN 302 307-1 V1.4.1 была утверждена ETSI в ноябре 2014 г.

Общие сведения о стандарте для систем DVB-S2. В отличие от DVB-S система DVB-S2 изначально разрабатывалась для предоставления услуг спутникового телевизионного вещания с высоким уровнем четкости HDTV со сжатием видеосигналов по стандарту Н.264 (MPEG-4 Part 10 или AVC), а также для доступа в Интернет и передачи данных. Система DVB-S2 объединила преимущества всех достижений в сфере кодирования и модуляции сигналов, которые имелись на момент ее разработки, в том числе коды LDPC (Low Density Parity Check), а также изменяемые и адаптивные схемы кодирования и модуляции (VCM -Variable Coding and Modulation и ACM - Adaptive Coding and Modulation) [8].

Добавление новых функций и возможностей в стандарт для системы DVB-S2. В стандарт для системы DVB-S2 добавлены новые функции и возможности:

– новые виды модуляции: 8PSK, 16APSK и 32APSK;

– новые более эффективные виды кодирования (на 2...2.5 дБ лучше, чем в DVB-S): коды БЧХ (Боуза–Чоудхури–Хоквингема) вместо кодов Рида–Соломона; коды LDPC вместо несистематических сверточных кодов, декодируемых по алгоритму Витерби;

использование кадров бо́льших размеров (16 200 и 64 800 бит);

поддержка бо́льшего числа кодовых скоростей (от 1/4 до 9/10);

– дополнительные (меньшие) значения коэффициента скругления спектра сигнала (rolloff factor): 0.2 и 0.25 (кроме 0.35);

– поддержка входных потоков различных форматов (ATM, IP, MPEG и др.);

– передача нескольких потоков на одной несущей с разными схемами кодирования и модуляции (режим VCM – Variable Coding and Modulation);

– адаптивное кодирование и модуляция (режим ACM – Adaptive Coding and Modulation);

- опция Time-slicing (ETSI EN 302 307-1, Annex M), которая позволяет выбрать из общего потока, передаваемого на одной широкополосной несущей, отдельные необходимые сервисы, передаваемые в определенных тайм-слотах, и не обрабатывать другие тайм-слоты, несущие данные посторонних сервисов. Эту опцию целесообразно использовать для широкополосных спутниковых транспондеров, когда передача одной или нескольких широкополосных несущих предпочтительнее, чем передача множества узкополосных сигналов. Для того чтобы позволить приемникам выбирать и декодировать отдельный поток, несущий один или более сервисов, и не тратить ресурсы на обработку других потоков, передатчик должен распределять входные сервисы в потоки, передаваемые в кадрах физического уровня (Physical Layer - PL) и идентифицируемые специальным номером TSN (Time Slice Number). Такие потоки должны передаваться в пакетах, соответствующим образом разделенных во времени (рис. 1). Приемник может выбрать, например, TSN = 1 и декодировать сервисы 1 и 2, отбросив потоки с другими TSN и соответствующими сервисами.

Сравнение основных характеристик DVB-S и DVB-S2. В табл. 1 приведены для сравнения основные характеристики DVB-S и DVB-S2.

Основные преимущества DVB-S2 по сравнению с DVB-S. В результате добавления новых функций и возможностей использование DVB-S2 по сравнению с DVB-S обеспечивает:

 – улучшение спектральной эффективности на 30 % и соответственно – такой же рост пропускной способности, т. е. скорости передачи данных в той же полосе частот; - увеличение числа передаваемых каналов;

возможность адаптации схемы модуляции и кодирования к текущим условиям приема;

- увеличение зоны покрытия;

– возможность использования антенн абонентских терминалов меньшего диаметра.

От DVB-S2 к DVB-S2X (2014–2021). Стандарт для системы DVB-S2X [3, 5], впервые введенный в 2014 г., наряду с другими усовершенствованиями определил большое число дополнительных схем модуляции и кодирования (MODCOD). В последующие годы развитие и дополнение стандарта продолжалось, финальная версия датирована 2021 г.

DVB-S2X обеспечивает более высокие рабочие характеристики и расширяет функциональные возможности DVB-S2.

Общие сведения о стандарте для системы DVB-S2X. Система DVB-S2X разрабатывалась в целях повышения производительности спутниковой связи на традиционных рынках (DTH – Direct To Home, VSAT – Very Small Aperture Terminal, DSNG – Digital Satellite News Gathering) и расширения применения DVB-S2 для охвата развивающихся рынков мобильной связи и профессиональных приложений.

Применительно к рынку DTH новой задачей была поддержка просмотра телевидения ультравысокой четкости (UHDTV) со сжатием видеосигналов по стандарту H.265 (MPEG-4, HEVC – High Efficiency Video Coding).

DVB-S2X расширяет диапазон работы DVB-S2, с одной стороны, за счет возможности обеспечения связи при очень низком отношении сигнал/шум (VL-SNR – Very Low Signal to Noise Ratio), что необходимо для работы VSAT и мобильных приложений, а с другой – за счет повышения пропускной способности магистральных спутниковых линий и профессиональных приложений при очень высоком отношении сигнал/шум (VH-SNR – Very High Signal to Noise Ratio) [9].

Сервисы 1 и 2			Сервисы 1 и 2		
TSN = 1	TSN = 2	TSN = 5	TSN = 1	TSN = 4	Время
PL-кадр	PL-кадр	PL-кадр	PL-кадр	PL-кадр	

Рис. 1. Пример использования опции Time-slicing [2]

Fig. 1. Example of using Time-slicing option [2]

От DVB-S к DVB-S2X: прогресс в стандартизации систем цифрового спутникового вещания From DVB-S to DVB-S2X: Progress in Standardization of Digital Satellite Broadcasting Systems

Табл. 1. Сравнение основных характеристик DVB-S и DVB-S2

Tab.	1.	Com	parison	of D	VB-S	and	DV	B-S2	key	features

Характеристики	DVB-S	DVB-S2	
Год принятия стандарта	1997	2005	
Входной интерфейс	Один транспортный поток (Single Transport Stream)	Несколько транспортных потоков (Multiple Transport Stream) или GSE (Generic Stream Encapsulation)	
Режимы CCM/VCM/ACM	CCM (Constant Coding and Modulation)	VCM (Variable Coding and Modulation) и ACM (Adaptive Coding and Modulation)	
Типы модуляции	QPSK	QPSK, 8PSK, 16APSK, 32 APSK	
Виды кодирования	Сверточные коды (внутренние) и код Рида–Соломона (внешний)	LDPC (внутренние) и ВСН коды (внешние)	
Число сигнально-кодовых конструкций (MODCOD)	5 (10)	28	
Размер кадров	1632 бит	16 200 и 64 800 бит (короткий, нормальный)	
Пилот-сигналы	Не применяются	Используются	
Коэффициент скругления спектра сигнала (α)	0.35	0.20, 0.25, 0.35	
Символьная скорость при полосе частот 36 МГц	27.5 МБод (α = 0.35)	30.9 МБод (α = 0.20)	
Скорость передачи данных при полосе частот 36 МГц	33.8 Мбит/с	46 Мбит/c (+36 %)	
Максимальная спектральная эффективность	1.61 бит/(с·Гц)	3.7 бит/(с·Гц)	
Число ТВ-каналов стандартной (SD) и высокой четкости (HD)	MPEG-2: 7 SD или 3 HD	MPEG-2: 10 SD или 2 HD MPEG-4: 21 SD или 5 HD	

Добавление новых функций и возможностей в стандарт для системы DVB-S2X. Преимущества системы DVB-S2X достигаются за счет добавления следующих функциональных возможностей:

 новых типов модуляции и новых кодовых скоростей, а соответственно – большего числа дополнительных сигнально-кодовых конструкций (MODCOD), что позволяет проводить более тонкую подстройку под текущие условия приема; – дополнительных малых значений коэффициента скругления спектра сигнала (roll-off factor) 0.05, 0.1 и 0.15 (в дополнение к значениям 0.2, 0.25 и 0.35, использующимся в DVB-S2), что повышает спектральную эффективность и пропускную способность;

 новых последовательностей для скремблирования несущих, передаваемых по соседним лучам, с целью снижения соканальных помех;

– технических средств для объединения нескольких транспондеров (до трех), что повы-


Puc. 2. Структура суперкадра [3] *Fig.* 2. Super-Frame structure [3]

шает эффективность статистического мультиплексирования широкополосных сервисов, в том числе UHDTV;

 поддержки режима сверхнизкого отношения сигнал/шум (VL-SNR);

– опции Super-Framing Structure (ETSI EN 302 307-2 Annex E), которая позволяет обеспечить повышенную устойчивость к соканальным помехам от сигналов, передаваемых по соседнему лучу, дополнительную синхронизацию при сложных условиях приема (VL-SNR) или прерываниях сигнала, а также поддержку будущих разработок, связанных с "прыгающими лучами" (beam hopping), методами снижения интерференции и мультиформатной передачей сигналов. Это достигается добавлением в поток передаваемых данных так называемых суперкадров, стандартная длина которых SFL (Super-Frame Length) составляет 612 540 символов (предусмотрена также возможность изменения значения SFL оператором сети). Каждый суперкадр включает в себя преамбулу Start-Of-Super-Frame (SOSF) и индикатор формата суперкадра Super-Frame Format Indicator (SFFI), которые занимают первые 720 символов суперкадра (рис. 2). Оставшаяся часть суперкадра может быть выделена под передаваемые данные, включая служебные поля, пилотсигналы и поля, несущие полезную информаскремблируется, цию. Полный суперкадр включая поля SOSF и SFFI, с помощью двух различных последовательностей скремблирования. Скремблеры сбрасываются первым символом последовательности SOSF.

Сравнение основных характеристик DVB-S2 и DVB-S2X. В табл. 2 приведены для сравнения основные характеристики систем DVB-S2 и DVB-S2X.

Основные преимущества DVB-S2X по сравнению с DVB-S2. На рис. 3 представлены для сравнения графики спектральной эффективности DVB-S2 и DVB-S2X в зависимости от отношения сигнал/шум.

Система DVB-S2 ориентирована на работу в области средних значений отношения сигнал/шум. Из рис. 3 видно, что DVB-S2 и DVB-S2X в этой зоне довольно близки по спектральной эффективности. Тем не менее новая версия системы позволяет более точно выбирать схему модуляции и кодирования (более тонкая подстройка), что дает выигрыш по спектральной эффективности около 20 % при отношении сигнал/шум 14...15 дБ.

Благодаря возможности использования в DVB-S2X меньших значений коэффициента α форма спектра сигнала ближе к прямоугольной, что позволяет более эффективно использовать доступные частоты спутникового транспондера. Из рис. 3 видно, что в области высоких значений отношения сигнал/шум (> 15 дБ) спектральная эффективность DVB-S2X заметно лучше, чем DVB-S2 (на 51 % при отношении сигнал/шум 20 дБ).

В области очень низких значений отношения сигнал/шум (<-3 дБ), при которых DVB-S2 работать не может, DVB-S2X позволяет обеспечивать связь с допустимым качеством приема, но, конечно, за счет снижения спектральной эффективности.

DVB-S2X также позволяет объединять в единый виртуальный канал до трех стандартных транспондеров и осуществлять статистическое мультиплексирование сервисов в рамках этого широкополосного канала, увеличив число транслируемых в транспондере программ на 20...30 %.

Система DVB-S2X была разработана в 2013 г., когда начали внедряться новые технологии HEVC и UHDTV. Требуемая скорость передачи

Характеристики	DVB-S2	DVB-S2X	
Год принятия стандарта	2005	2014	
Входной интерфейс	GSE (Generic Stream Encapsulation)	GSE-Light	
Число сигнально-кодовых конструкций (MODCOD)	28	116	
Типы модуляции	QPSK, 8PSK, 16APSK, 32 APSK	До 256 APSK	
Виды кодирования	LDPC и BCH	LDPC и ВСН (добавлены новые скорости)	
Размер кадров	16 200 и 64 800 бит	16 200, 32 400, 64 800 бит плюс опция SuperFrame (Annex E) 612 540 символов	
Коэффициент скругления спектра сигнала (α)	0.20, 0.25, 0.35	Добавлены более низкие значения 0.05, 0.1, 0.15	
Символьная скорость при полосе частот 36 МГц	27.5 МБод (α = 0.25)	33 МБод (α = 0.1)	
Максимальная спектральная эффективность	3.7 бит/(с·Гц)	4.4 бит/(с · Гц) (при С/N = 15 дБ) 5.6 бит/(с · Гц) (при С/N = 20 дБ) (+51 %)	
Объединение несущих (транспондеров)	Не поддерживается	Поддерживается (до трех несущих)	

Табл. 2. Сравнение основных характеристик DVB-S2 и DVB-S2X Tab. 2. Comparison of DVB-S and DVB-S2 key features

для одной программы UHDTV составляет 20 Мбит/с. При этом система DVB-S2 может обеспечить передачу трех программ UHDTV на транспондер вместо шести программ HDTV. Соответственно, выигрыш за счет статистического мультиплексирования программ снижается с 19 до 12 % (рис. 4), что не позволит передать дополнительную программу в рамках одного транспондера. Это делает перспективу спутникового вещания для услуг UHDTV с использованием традиционных методов довольно нерентабельной.

Для увеличения коэффициента статистического мультиплексирования в случае передачи программ UHDTV в системе DVB-S2X введено понятие "объединения каналов", что позволяет совместно использовать емкость двух или трех транспондеров. Следует отметить, что DVB-S2X поддерживает объединение каналов только в сочетании с постоянным кодированием и модуляцией ССМ и что эта функциональность доступна только в том случае, если приемник оснащен несколькими тюнерами для обеспечения возможности одновременного приема потоков данных с различных транспондеров. Такие типы приемников становятся более распространенными с появлением таких функций, как "картинка в картинке" и "просмотр одной программы, запись другой".

Из рис. 4 видно, что объединение двух транспондеров, несущих по три программы UHDTV, увеличивает эффективность статистического мультиплексирования с 12 до 19%,



Fig. 4. Example of Statistical Multiplexing Gain [9]

а присоединение третьего транспондера может увеличить выигрыш до 24 %.

Еще одним потенциальным применением объединения каналов является возможность собирать свободную емкость этих каналов, тем самым улучшая использование ресурсов объединяемых транспондеров.

Российские межгосударственные стандарты, посвященные системам DVB-S2 и DVB-S2X. В РФ выпущено 3 межгосударственных стандарта (ГОСТ), посвященных рассматриваемой теме. Первые два относятся к

системе DVB-S2 и разработаны на базе версии стандарта ETSI 2009 г. [10, 11]. Третий относится к системе DVB-S2X и разработан на базе стандартов ETSI 2014 и 2015 гг. [12]. Эти ГОСТы имеют степень соответствия NEQ - Not EQual, т. е. межгосударственный стандарт, неэквивалентный принятым за основу международным стандартам.

Заключение. Система DVB-S2 продемонстрировала очень хорошие показатели спектральной эффективности и обеспечила 30 %-е повышение пропускной способности по сравнению с предыдущей системой DVB-S. DVB-S2X представляет собой эволюцию и усовершенствование системы DVB-S2, а не фундаментальное изменение технологии. Поэтому, в целом, DVB-S2X не может обеспечить такой же большой скачок производительности, как при переходе от DVB-S к DVB-S2.

Тем не менее, усовершенствования, введенные в систему DVB-S2X, представляют значительные достижения и дают дополнительные возможности для разработчиков аппаратуры и поставщиков услуг, особенно в таких областях, как приложения с многолучевой скачкообразной передачей (beam hopping), поддерживаемые новой структурой суперкадров; новое поколение услуг DTH-вещания с использованием объединения каналов для поддержки UHDTV; VSAT-услуги и мобильные приложения при очень низком отношении сигнал/шум (VL-SNR), а также передача сигналов по магистральным спутниковым линиям и

профессиональные услуги при очень высоком отношении сигнал/шум (VH-SNR).

Рабочие группы 3GPP по сервисам и системным аспектам в ходе обсуждения вариантов использования спутниковых систем в сетях пятого поколения в качестве одной из основных целей сформулировали их применение для обеспечения масштабируемости услуг 5G, в том числе трансляции медиаконтента на большие территории (телевизионное и радиовещание) [13, 14]. Таким образом, системы DVB-S2/S2X благодаря системной проработке и последовательной стандартизации на протяжении двух последних десятилетий становятся также одной из важных составляющих сетей 5G.

В целом, стандартизация систем цифрового спутникового вещания позволяет разработчикам и производителям использовать наиболее современные технологии и методы, опираясь в то же время на международно признанные стандарты. Это дает возможность, с одной стороны, постоянно совершенствовать оборудование цифровых систем спутникового вещания, повышая потребительские качества предоставляемых услуг, а с другой – увеличивать тиражи и удешевлять выпускаемые микросхемы и аппаратуру.

Таким образом, во многом благодаря стандартизации систем DVB-S/S2/S2X процесс распространения и совершенствования систем цифрового спутникового вещания по всему миру проходит исключительно быстро и успешно.

Список литературы

1. ETSI EN 300 421 V1.1.2 (1997-08). Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/300400_300499/ 300421/01.01.02_60/en_300421v010102p.pdf (дата обращения 04.09.2023)

2. ETSI EN 302 307-1 V1.4.1 (2014-11). Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 1: DVB-S2. URL: https://cdn.standards.iteh.ai/samples/ 44129/92389fe353354a07bbb58cb780a6afe2/ETSI-EN-302-307-1-V1-4-1-2014-11-.pdf (дата обращения 24.08.2023)

3. ETSI EN 302 307-2 V1.3.1 (2021-07). Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X). URL:

https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302300_302399/30 230702/01.03.01_60/en_30230702v010301p.pdf (дата обращения 15.09.2023)

4. ETSI TR 102 376-1 V1.2.1 (2015-11). Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 1: DVB-S2. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/102300_102399/10 237601/01.02.01_60/tr_10237601v010201p.pdf (дата обращения 30.08.2023)

5. ETSI TR 102 376-2 V1.2.1 (2021-01). Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 2: S2 Extensions (DVB-S2X). URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/ 102300_102399/10237602/01.02.01_60/tr_10237602v 010201p.pdf (дата обращения 24.08.2023)

76

6. Report ITU-R S.2173-1 (07/2014). Multi-carrier based transmission techniques for satellite systems. URL: https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-S.2173-1-2014-PDF-E.pdf (дата обращения 19.09.2023)

7. Рекомендация МСЭ-R BO.1784-1 (12/2016). Цифровая спутниковая система радиовещания с гибкой конфигурацией (телевидение, звук и данные). Сер. ВО. Спутниковое радиовещание. URL: https://www.itu.int/ dms_pubrec/itu-r/rec/bo/R-REC-BO.1784-1-201612-I!!PDF-R.pdf (дата обращения 05.09.2023)

8. Щербаков Я. Ю., Чирков А. Б., Коломенский К. Ю. Эффективный метод покадровой демодуляции сигналов DVB-S2 // Тр. Научно-исследовательского ин-та радио. 2015. № 1. С. 27-31.

9. DVB Document A172 (03/2015). White Paper on the use of DVB-S2X for DTH applications, DSNG & Professional Services, Broadband Interactive Services and VL-SNR applications. URL: https://dvb.org/ wp-content/uploads/2020/01/a172_dvb-s2x_highlights_-_white_paper.pdf (дата обращения 17.10.2023)

10. ГОСТ Р 56456-2015. Интегрированный приемник-декодер системы спутникового цифрового телевизионного вещания второго поколения (DVB-

S2). Основные параметры. Технические требования (ETSI EN 302 307 V1.2.1 (2009-08), NEQ). M.: Стандартинформ, 2020.

11. ГОСТ Р 56457-2015. Интегрированный приемник-декодер системы спутникового цифрового телевизионного вещания второго поколения (DVB-S2). Методы измерений (ETSI EN 302 307 V1.2.1 (2009-08), NEQ). М.: Стандартинформ, 2015.

12. ГОСТ Р 59807-2021. Приемник-декодер расширенной системы второго поколения спутникового вещания (DVB-S2X). Основные параметры (ETSI TR 102 376-2 V1.1.1 (2015-11), ETSI EN 302 307-2 V1.2.1 (2014-10), NEQ) / Рос. ин-т стандартизации. М., 2021.

13. Коломенский К. Ю., Демидова А. Ю. Интеграция спутникового сегмента в спецификации ЗGPP для сетей 5G. Ч. I // Электросвязь. 2023. № 6. C. 14-19. doi: 10.34832/ELSV.2023.43.6.002

14. Коломенский К. Ю., Демидова А. Ю. Интеграция спутникового сегмента в спецификации ЗGPP для сетей 5G. Ч. II // Электросвязь. 2023. № 7. C. 13-19. doi: 10.34832/ELSV.2023.44.7.002

Информация об авторах

Коломенский Константин Юрьевич – кандидат технических наук (1986), заместитель директора по науке Санкт-Петербургского филиала – "ЛОНИИР" Ордена Трудового Красного Знамени Российского научно-исследовательского института радио им. М. И. Кривошеева. Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – гибридные наземно-спутниковые сети подвижной связи 5G, 5G Advanced и 6G; спутниковые и наземные системы радиосвязи и радиомониторинга; перспективные цифровые технологии.

Адрес: Ордена Трудового Красного Знамени Российский научно-исследовательский институт радио им. М. И. Кривошеева, Санкт-Петербургский филиал – "ЛОНИИР", Большой Смоленский пр., д. 4, лит. А, Санкт-Петербург, 192029, Россия

E-mail: KKolomensky@loniir.ru

http://orcid.org/0009-0001-7626-2416

Демидова Анна Юрьевна – экономист по специальности "Национальная экономика" (1997, Санкт-Петербургский университет экономики и финансов), специалист Санкт-Петербургского филиала – "ЛОНИИР" Ордена Трудового Красного Знамени Российского научно-исследовательского института радио имени М. И. Кривошеева. Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – интеграция спутникового сегмента в спецификации 3GPP для сетей 5G; распределение частотных диапазонов спутниковых систем связи; перспективные цифровые технологии.

Адрес: Ордена Трудового Красного Знамени Российский научно-исследовательский институт радио им. М. И. Кривошеева, Санкт-Петербургский филиал – "ЛОНИИР", Большой Смоленский просп., д. 4, лит. А, Санкт-Петербург, 192029, Россия

E-mail: ademidova@loniir.ru

http://orcid.org/0009-0001-7626-2416

Казаринов Андрей Сергеевич – специалист по направлению "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2021), аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – построение средств радиомониторинга; пеленгование; виртуальные антенные решетки; цифровая обработка сигналов.

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

E-mail: akazarinov97@gmail.com

https://orcid.org/0009-0009-6923-1310

References

1. ETSI EN 300 421 V1.1.2 (1997-08). Digital Video Broadcasting (DVB); Framing Structure, Channel Coding and Modulation for 11/12 GHz Satellite 1v010102p.pdf (accessed 04.09.2023)

Services. Available at: https://www.etsi.org/deliver/ etsi en/300400 300499/300421/01.01.02 60/en 30042

2. ETSI EN 302 307-1 V1.4.1 (2014-11). Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 1: DVB-S2. Available at: https://cdn.standards.iteh.ai/samples/44129/92389fe353354a07bbb58cb780a6afe2/ETSI-EN-302-307-1-V1-4-1-2014-11-.pdf (accessed 24.08.2023)

3. ETSI EN 302 307-2 V1.3.1 (2021-07). Second Generation Framing Structure, Channel Coding and Modulation Systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and Other Broadband Satellite Applications; Part 2: DVB-S2 Extensions (DVB-S2X). Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302300_ 302399/30230702/01.03.01_60/en_30230702v010301p.pdf (accessed 15.09.2023)

4. ETSI TR 102 376-1 V1.2.1 (2015-11). Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation Guidelines for the Second Generation System for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 1: DVB-S2. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/102300_102399/ 10237601/01.02.01_60/tr_10237601v010201p.pdf (accessed 30.08.2023)

5. ETSI TR 102 376-2 V1.2.1 (2021-01). Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation Guidelines for the Second Generation System for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 2: S2 Extensions (DVB-S2X). Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/102300_102399/10237602/01.02.01_60/tr_1023 7602v010201p.pdf (accessed 24.08.2023)

6. Report ITU-R S.2173-1 (07/2014). Multi-Carrier Based Transmission Techniques for Satellite Systems. Available at: https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/ R-REP-S.2173-1-2014-PDF-E.pdf (accessed 19.09.2023)

7. Recommendation ITU-R BO.1784-1 (12/2016). Digital Satellite Broadcasting System with Flexible

Configuration (TV, Audio and Data). Series BO. Satellite Radio Broadcasting. Available at: https://www.itu.int/ dms_pubrec/itu-r/rec/bo/R-REC-BO.1784-1-201612-I!!PDF-R.pdf (accessed 05.09.2023)

8. Shcherbakov Ya. Yu., Chirkov A. B., Kolomensky K. Yu. Efficient Method of Frame-by-Frame Demodulation of Signals DVB-S2. *Trudy NIIR*. 2015, no. 1, pp. 27–31. (In Russ.)

9. DVB Document A172 (03/2015). White Paper on the Use of DVB-S2X for DTH Applications, DSNG & Professional Services, Broadband Interactive Services and VL-SNR applications. Available at: https://dvb.org/wp-content/uploads/2020/01/a172_dvbs2x_highlights_-_white_paper.pdf (accessed 17.10.2023)

10. GOST R 56456–2015. Integrated Receiver Decoder of a Second Generation Digital Satellite Television Broadcasting System (DVB-S2). Main Parameters. Technical Requirements (ETSI EN 302 307 V1.2.1 (2009-08), NEQ). Moscow, Standartinform, 2020.

11. GOST R 56457–2015. Integrated Receiver Decoder of a Second Generation Digital Satellite Television Broadcasting System (DVB-S2). Test Methods (ETSI EN 302 307 V1.2.1 (2009-08), NEQ). Moscow, Standartinform, 2015.

12. GOST R 59807–2021. Digital Video Broadcasting. Enhanced System Receiver Decoder of Second Generation of Satellite Broadcasting (DVB-S2X). Main Parameters. (ETSI TR 102 376-2 V1.1.1 (2015-11), ETSI EN 302 307-2 V1.2.1 (2014-10), NEQ). Moscow, Russian Standardization Inst., 2021.

13. Kolomensky K. Yu., Demidova A. Yu. Integration of Satellite Segment into 3GPP Specifications for 5G Networks. Pt. I. *Electrosvyaz.* 2023, no. 6, pp. 14– 19. doi: 10.34832/ELSV.2023.43.6.002

14. Kolomensky K. Yu., Demidova A. Yu. Integration of Satellite Segment into 3GPP Specifications for 5G Networks. Pt. II. *Electrosvyaz.* 2023, no. 7, pp. 13– 19. doi: 10.34832/ELSV.2023.44.7.002

Information about the authors

Konstantin Yu. Kolomensky, Cand. Sci. (Eng) (1986), Deputy Director on Science of St Petersburg Branch – "LONIIR" of the M. I. Krivosheev Radio Research & Development Institute. The author more than 30 scientific publications. Area of expertise: 5G, 5G Advanced and 6G hybrid terrestrial-satellite mobile communication networks; satellite and terrestrial radio communication and radio monitoring systems; advanced digital technologies. Address: The M. I. Krivosheev Radio Research & Development Institute, St Petersburg Branch – "LONIIR", 4 A, Bolshoy Smolensky Ave., St Petersburg 192029, Russia

E-mail: KKolomensky@loniir.ru

https://orcid.org/0009-0002-4468-4857

Anna Yu. Demidova, Economist in National Economy (1997, St Petersburg University of Economics and Finance), specialist of St Petersburg Branch – "LONIIR" of the M. I. Krivosheev Radio Research & Development Institute. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: integration of satellite systems in 3GPP specification for 5G networks; distribution of satellite system frequency bands; advanced digital technologies.

Address: The M. I. Krivosheev Radio Research & Development Institute, St Petersburg Branch – "LONIIR", 4 A, Bolshoy Smolensky Ave., St Petersburg 192029, Russia

E-mail: ademidova@loniir.ru

78

http://orcid.org/0009-0001-7626-2416

Andrei S. Kazarinov – Master in Radio Electronic Systems and Complexes (2021), Postgraduate student of the Saint Petersburg Electrotechnical University. Area of expertise: construction of radio monitoring equipment; direction finding; virtual antenna arrays; digital signal processing.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia E-mail: akazarinov97@gmail.com

https://orcid.org/0009-0009-6923-1310

Радиолокация и радионавигация УДК 621.396.96 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2024-27-2-79-92

Научная статья

Рабочие статистики авторегрессионных обнаружителей коротких и сверхкоротких сигналов

В. М. Кутузов[⊠], В. П. Ипатов, С. С. Соколов

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

⊠ vmkutuzov@etu.ru

Аннотация

Введение. Параметрические методы спектрального оценивания обладают повышенным разрешением по частотному параметру по сравнению с согласованной обработкой сигналов, традиционно используемой в радиолокации. Это делает целесообразным их применение в случаях, когда размер выборки пространственного или временного сигнала жестко ограничен. В то же время параметрические методы не являются оптимальными при приеме одиночных сигналов на фоне нормального неокрашенного аддитивного шума, поэтому для решения вопроса об их применении как самостоятельных методов необходимо, во-первых, обосновать рабочие статистики обнаружения и, во-вторых, построить и проанализировать характеристики обнаружения и помехоустойчивости.

Цель работы. Исследование модифицированных рабочих статистик обнаружения параметрического метода Берга, отличающихся простотой решающих функций и способностью обеспечивать постоянную вероятность ложных тревог при изменении уровня аддитивного шума.

Материалы и методы. В качестве основного метода исследований выбран метод статистического компьютерного моделирования работы предложенных алгоритмов обнаружения, широко используемый при анализе параметрических методов обработки сигналов. Для сравнения полученных в статье характеристик обнаружения выбран известный и описанный в литературе метод гармонического среднего Берга, являющийся наиболее экономичным с точки зрения вычислительных затрат процессора цифровой обработки сигналов.

Результаты. В статье приведены оригинальные решающие функции, полученные в результате преобразования оценок спектральной плотности мощности метода Берга, на основании которых получены и исследованы характеристики обнаружения и помехоустойчивости к сигналоподобным помехам модифицированного метода Берга. Последние являются основой для сравнительного анализа предлагаемых парциальных статистик обнаружения. Показано, что они сохраняют свойство инвариантности вероятности ложных тревог к уровню нормального белого шума.

Заключение. Полученные характеристики обнаружения и помехоустойчивости для сверхкоротких и коротких выборок сигналов позволяют рекомендовать параметрический метод гармонического среднего Берга, реализуемый на основе алгоритма прямого и обратного линейного предсказания, в качестве самостоятельного метода обработки сигналов при жестких ограничениях на размер анализируемой выборки пространственно-временных сигналов.

Ключевые слова: параметрические методы спектрального оценивания, короткие и сверхкороткие выборки локационных сигналов, характеристики обнаружения и помехоустойчивости

Для цитирования: Кутузов В. М., Ипатов В. П., Соколов С. С. Рабочие статистики авторегрессионных обнаружителей коротких и сверхкоротких сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 79– 92. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-79-92

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 27.11.2023; принята к публикации после рецензирования 29.12.2023; опубликована онлайн 29.04.2024



Radar and Navigation

Original article

Performance Statistics of Autoregressive Short and Ultrashort Signal Detectors

Vladimir M. Kutuzov, Valery P. Ipatov, Sergey S. Sokolov

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

[™] vmkutuzov@etu.ru

Abstract

Introduction. Parametric spectral estimation methods provide an improved level of frequency resolution compared to matched signal processing conventionally used in radar technology. This renders these methods promising for application in cases where the sample size of a spatial or temporal signal is strictly limited. At the same time, parametric methods are not optimal when receiving single signals against the background of normal uncolored additive noise. Therefore, parametric methods can be used as independent approaches provided that, first, working detection statistics are selected and justified and, second, that detection characteristics and noise immunity are constructed and analyzed.

Aim. This paper investigates modified detection statistics of the parametric Burg method, characterized by the simplicity of decision functions and the capacity to provide a constant false alarm probability under varying additive noise levels.

Materials and methods. Statistical computer simulation of the detection algorithms under consideration was conducted. This method is widely used in the analysis of parametric methods of signal processing. The detection characteristics obtained in the work were compared using the well-known Burg harmonic mean method, which involves the lowest computational costs.

Results. The paper presents original decision functions derived from the transformation of power spectral density estimates of the Burg method. The detection characteristics and immunity to signal-like interference of the modified Burg method are obtained and investigated, providing the basis for a comparative analysis of the proposed partial detection statistics. These are shown to retain the property of invariance of false alarm probability to the level of normal white noise.

Conclusion. The obtained detection and noise immunity characteristics for ultrashort and short signal samples allow us to recommend the parametric Burg harmonic mean method, implemented on the basis of a forward and backward linear prediction algorithm, as an independent signal processing method under strict restrictions imposed on the size of the analyzed sample of spatial-temporal signals.

Keywords: parametric methods of spectral estimation, short and ultrashort samples of location signals, detection and noise immunity characteristics

For citation: Kutuzov V. M., Ipatov V. P., Sokolov S. S. Performance Statistics of Autoregressive Short and Ultrashort Signal Detectors. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 79-92. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-79-92

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

Submitted 27.11.2023; accepted 29.12.2023; published online 29.04.2024

Параметрические алгоритмы Ввеление. спектральной обработки сигналов, обладающие повышенным разрешением, широко применяются в гидро- и радиолокации [1, 2]. Они достаточно подробно описаны в научной литературе [3, 4] и включены в стандартные пакеты прикладных программ, такие как MATLAB. Особую привлекательность параметрические методы демонстрируют в задачах пространственно-временной обработки коротких выборок сигналов, когда традиционные методы со-

гласованной обработки не обеспечивают высокого разрешения, необходимого для обнаружения сигналов на фоне пассивных помех. Однако остается открытым вопрос о возможности их самостоятельного применения как альтернативы согласованным оптимальным методам в задачах обнаружения сигналов и оценивания их информативных параметров. Обеспечивая конкурентоспособные характеристики полного статистического разрешения – обнаружения двух и более сигналов (в трактовке Я. Д. Шир-

мана [5]), они проигрывают известным оптимальным алгоритмам согласованной обработки при обнаружении одиночных сигналов на фоне аддитивного нормального дельта-коррелированного (НДК) шума [6]. Обычно проигрыш оценивается как необходимое увеличение отношения сигнал-шум (ОСШ), которое требуется для обеспечения заданных вероятностных характеристик правильного обнаружения (ВПО) и ложной тревоги (ВЛТ) рассматриваемого алгоритма в сравнении с оптимальным. Это требует построения характеристик обнаружения (XO) сравниваемого алгоритма при приеме типовых сигналов, в качестве которых обычно рассматриваются сигналы с фиксированной или случайной рэлеевской амплитудой, случайными и равномерно распределенными на интервале начальной фазой и частотой.

Другой важной характеристикой при сравнении алгоритмов обработки локационных сигналов является помехоустойчивость к мощным сигналоподобным (СП) помехам, обычно порождаемым отражениями от местных предметов (здания, сооружения, морская и земная поверхность, метеообразования, дипольные и уводящие помехи) [7]. Построение семейства характеристик помехоустойчивости (ХП) как характеристик обнаружения сигнала на фоне аддитивной смеси НДК-шума и мощной СПпомехи, имеющей определенную расстройку по разрешаемому параметру относительно полезного сигнала, позволяет сделать обоснованный вывод о качестве работы обнаружителя на основе параметрического алгоритма [8]. В качестве базы для сравнения помехоустойчивости традиционно рассматриваются асимптотически оптимальные адаптивные алгоритмы [1, 2, 4, 9], однако следует заметить, что эти алгоритмы рассматривают разрешаемые сигналы, кроме одного, отнесенного к полезному, как сосредоточенные по разрешаемому параметру помехи, подлежащие подавлению (выбеливанию) в процессе адаптации. Это не соответствует постановке задачи полного статистического разрешения-обнаружения и считается квазиполным разрешением-обнаружением, чьи характеристики не достигают потенциально возможных [5]. Тем не менее многие адаптивные алгоритмы доведены до конструктивного решения

и реализуются на практике [10]. При этом потери адаптивных алгоритмов легко оценить, если известно положение мешающего сигнала [5]. На практике такая постановка задачи в радиолокационных приложениях встречается редко, а дополнительные потери на адаптацию при неизвестном положении помехи зависят от критерия и алгоритма адаптации [11]. Ввиду многообразия известных адаптивных алгоритмов оценка их помехоустойчивости не может быть получена в рамках одной статьи, поэтому потери в ОСШ при построении ХП оцениваются относительно исходных оптимальных ХО и ХО рассматриваемых параметрических алгоритмов, построенных без воздействия СП-помехи.

В данной статье исследуется авторегрессионный (АР) алгоритм прямого и обратного линейного предсказания (ЛП), известный также как метод гармонического среднего Берга [3], в ситуациях, когда размер выборки анализируемого дискретного сигнала ограничен и изменяется в пределах от N = 4 (сверхкороткие выборки) до N = 8 (короткие выборки). При приеме *L* гармонических, т. е. сосредоточенных в спектральной, временной или пространственной области, сигналов порядок модели К должен быть не менее $K \ge L$ [8]. В то же время при обработке сверхкоротких выборок порядок параметрических моделей, в том числе АР-моделей, нежелательно выбирать более K = N/2 [3, 4]. Это связано с тем, что при короткой или сверхкороткой выборке оценка автокорреляционной последовательности (АКП) r(m) этой выборки, необходимой для решения матричного уравнения Юла-Уокера, при больших, а тем более максимальных сдвигах сигнала становится ненадежной, сумма в оценке АКП при m = N - 1 вырождается в единственное произведение первого и последнего отсчетов сигнала. Поэтому при анализе сверхкоротких выборок с N = 4 мы должны положить порядок AP-модели K = 2 и ограничиться анализом разрешения двух сигналов.

Для корректного применения АР-алгоритма должны выполняться два условия: адекватности, гарантирующее возможность описания в рамках АР-модели всего многообразия входных сигнальных комбинаций, и стационарности анализируемых дискретных сигналов, включая приведенный ко входу аддитивный шум. Эти условия

.....

выполняются, если входной сигнал представим в виде суммы конечного числа комплексных гармоник во временной, спектральной или пространственной области $L \le N - 1$, на которую аддитивно накладывается несмещенный НДК-шум с дисперсией σ_{III}^2 .

Основные соотношения. Рассмотрим дискретный комплексный сигнал x(n), состоящий из квадратурных составляющих и поступающий на вход алгоритма прямого и обратного ЛП, выполняющего функции анализатора спектра временных или пространственных частот в приемнике когерентной РЛС. В простейшем случае x(n) состоит из аддитивной смеси полезного сигнала s(n) и НДК-шума e(n): x(n) = s(n) + e(n), где n = 1, 2, ..., N – дискретная переменная. Считаем, что отсчеты сигнала взяты в соответствии с теоремой Котельникова.

АР-уравнение связывает предсказанную оценку $\hat{x}(n)$ дискретного сигнала x(n) в момент времени *n* с предыдущими отсчетами сигнала x(n-k) [3]:

$$\hat{x}(n) = \sum_{k=1}^{K} a_k x(n-k),$$
(1)

где a_k – комплексные АР-коэффициенты (k = 1, 2, ..., K); K < N – порядок АР-модели. Мощность ошибки ЛП за счет действия шума e(n) можно оценить как $P_n = |x(n) - \hat{x}(n)|^2$. Для стационарных процессов, к которым относится сигнал x(n), уравнение (1) можно записать в обратном направлении, положив АРкоэффициенты a_k^* комплексно-сопряженными.

АР-оценка спектральной плотности мощности (СПМ) $F_{\Pi\Pi}(f)$ сигнала x(n) имеет вид [3]

$$F_{\text{JIII}}(f) = \frac{P_K}{\left|1 + \sum_{k=1}^{K} a_k \exp\{-j2\pi kf\}\right|^2}, \quad (2)$$

где P_K – усредненная в пределах выборки мощность ошибки предсказания сигнала в прямом и обратном направлениях; *f* – нормированная к шагу дискретизации сигнала безраз-

мерная частота ($f \in [-0.5; +0.5]$). СПМ вида (2) является альтернативой согласованной обработке на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ), оптимальной в задаче обнаружения одиночного гармонического сигнала на фоне НДК-шума. СПМ ДПФ имеет вид

$$F_{\Pi\Phi}(f) = \left| \sum_{n=1}^{N} x(n) \exp\left\{-j2\pi(n-1)f\right\} \right|^2.$$
(3)

Обычно СПМ вида (3) вычисляют в фиксированных точках по частоте f = m, (m = 1, 2, ..., N), соответствующих некоррелированным частотным каналам ДПФ, перекрывающимся на уровне -3 дБ [5]:

$$F_{\Pi\Phi}(m) = \left| \sum_{n=1}^{N} x(n) \exp\{-j2\pi(n-1)m/N\} \right|^2, (4)$$

а результат сравнивают с порогом обнаружения $F_{\prod \Phi}(m) \ge \gamma$, выбираемым исходя из заданной ВЛТ.

При использовании вместо ДПФ АР-оценки спектра естественным шагом при решении задачи обнаружения является сравнение СПМ вида (2) с порогом $F_{\rm JIII}(f) \ge \gamma$. Однако следует иметь в виду, что острота максимумов в АРоценке, соответствующих полезным сигналам, зависит от ОСШ q, которое априори неизвестно. Поэтому оценку СПМ $F_{\rm JIII}(f)$ приходится вычислять с достаточно малым шагом по частоте f, рассчитанным на максимально возможное значение q, что приводит к существенному росту вычислительных затрат.

В отличие от ДПФ вида (4), имеющего неравномерную сквозную частотную характеристику, образуемую частотными каналами, перекрывающимися на уровне -3 дБ, алгоритм ЛП является инвариантным к частоте сигнала и имеет равномерный коэффициент усиления во всем диапазоне частот $f \in [-0.5; +0.5]$. В то же время непрерывная переменная f не может быть заменена в АР-оценке СПМ вида (2) на дискретную, как это допустимо в (4).

АР-оценку СПМ (2) можно преобразовать, если выполнить стандартное *z*-преобразование

вида $z = e^{j2\pi f}$ и разложить характеристический полином в знаменателе на простые множители [3]. Вынесем $z^{-K} = e^{-j2\pi fK}$ из-под знака суммы, что не повлияет на модуль знаменателя В (2). Найдем комплексные корни $z_k = |z_k| e^{j \arg(z_k)}$ выделенного из знаменателя характеристического уравнения:

$$A(z) = \sum_{k=0}^{K} a_k \ z^{K-k} = 0, (a_0 = 1).$$
 (5)

Тогда на основании основной теоремы алгебры знаменатель оценки СПМ (2) можно представить в виде произведения простых сомножителей:

$$F_{\text{JIII}}\left(f\right) = \frac{P_K}{\left|\prod_{k=1}^{K} \left(z - z_k\right)\right|^2}.$$
(6)

Комплексные корни (полюса) характеристического уравнения (5) в силу устойчивости фильтра ЛП лежат внутри единичной окружности на комплексной плоскости [4]: при наличии шума всегда $|z_k| < 1$, причем чем ближе z_k к единичной окружности, тем больше и острее соответствующий ему максимум в $F_{\Pi\Pi}(f)$, а его положение по частоте определяется как $f = \arg(z_k)/(2\pi)$. Следовательно, для оценки положения максимумов по частоте в (2) и (6) можно использовать значения аргументов полюсов в уравнении

$$\hat{f}_k = \arg(z_k) / (2\pi), \tag{7}$$

которое можно трактовать как оценку частоты \hat{f}_k . Тогда для сравнения с порогом γ и принятия решения об обнаружении цели можно ограничиться вычислением СПМ в К точках, равных \hat{f}_k (7):

$$F_{\Pi\Pi}\left(\hat{f}_{k}\right) = F_{\Pi\Pi}\left[\arg\left(z_{k}\right)/(2\pi)\right] \geqslant \gamma.$$
(8)

При числе гармонических сигналов (целей) L≤K мощность ошибки предсказания в алгоритме ЛП РК стремится к мощности (дисперси
и $\sigma_{\rm III}^2$) аддитивного нормального шума
 e(n) : $P_K \approx \sigma_{\rm III}^2$ [2]. СПМ вида (6) может быть норми-

рована к мощности шума путем простого деления на РК. Тогда нормированная СПМ упростится и примет вид

$$F_{\mathrm{JIIIH}}(f) = \frac{1}{\left| \prod_{k=1}^{K} (z - z_k) \right|^2}, \qquad (9)$$

но при этом будет обеспечиваться постоянная ВЛТ при изменении мощности шума $\sigma_{\rm III}^2$, что является очень полезным свойством данной статистики обнаружения [6]. Для сравнения со скорректированным порогом обнаружения үн нормированную СПМ $F_{\Pi\Pi H}(f)$ (9) следует также вычислять в точках аргументов полюсов:

$$F_{\mathrm{JIIIH}}\left(\hat{f}_{k}\right) = F_{\mathrm{JIIIH}}\left[\arg\left(z_{k}\right)/(2\pi)\right] \geqslant \gamma_{\mathrm{H}}.$$
 (10)

Выражение (2) можно факторизовать, представив знаменатель в виде произведения двух сопряженных характеристических полиномов A(z) и $A^*(1/z^*)$ вида (5) [3]:

$$\left|\sum_{k=0}^{K} a_k z^{K-k}\right|^2 = |A(z)|^2 = A(z)A^*(1/z^*).$$
 (11)

Комплексные корни полинома $A(z) = z_k$ (k = 1, 2, ..., K) будут по-прежнему лежать внутри единичной окружности, а корни полинома $A^*(1/z^*)$ будут определяться как сопряженные обратные величины $1/z_k^*$ и поэтому будут лежать вне единичной окружности. Выражение (11) можно представить как

$$A(z)A^{*}(1/z^{*}) = \prod_{k=1}^{K} (z-z_{k})(z-1/z^{*}).$$
 (12)

Каждое произведение в правой части формулы (12) при фиксированном k можно записать, проведя обратную факторизацию по аналогии с (11), в виде

$$(z-z_k)(z-1/z^*) = |z-z_k|^2.$$
 (13)

С учетом (13) СПМ (6) представима в виде произведения квадратов модулей разностей:

Рабочие статистики авторегрессионных обнаружителей коротких и сверхкоротких сигналов Performance Statistics of Autoregressive Short and Ultrashort Signal Detectors

$$F_{J\Pi\Pi}(f) = \frac{P_K}{\prod_{k=1}^{K} |z - z_k|^2}.$$
 (14)

Как и прежде, для вынесения решения об обнаружении полезных сигналов необходимо вычислить оценку СПМ (14) в K точках по частоте, совпадающих с аргументами полюсов, и сравнить результаты с порогом обнаружения. Из этого следует, что АР-оценка СПМ полностью определяется K полюсами АР-модели z_k и энергетическим параметром P_K . Для нормированной АР-оценки СПМ (9) достаточными являются только полюса.

Для отдельного *i*-го полюса значение СПМ в точке его аргумента примет вид

$$F_{\text{JIII}}\left[\frac{\arg(z_i)}{\pi}\right] = \frac{P_K}{\left|1 - |z_i|\right|^2 \prod_{\substack{k=1\\k \neq i}}^{K} \left|1 - |z_k| \exp\left\{j\left[\arg(z_k) - \arg(z_i)\right]\right\}\right|^2}.$$
(15)

Очевидно, что при $|z_k| < 1$ $|1 - |z_i||^2 = = (1 - |z_i|)^2$. Выражение (15) можно трактовать как вычет вида $\operatorname{Res}(f) = F_{\Pi\Pi}(f)/(1 - |z_i|)^2$ в точке аргумента полюса z_i , который определяет мощность пика СПМ [3]. На основании теоремы о вычетах [12] СПМ (14) после *z*-преобразования можно представить в виде суммы вычетов $\operatorname{Res}(k)$, вычисленных в точках аргументов полюсов z_k :

$$F_{\text{JIII}}(z) = \sum_{k=1}^{K} \frac{z \text{Res}(k)}{z - z_k}.$$
 (16)

Вклад отдельных полюсов z_k в СПМ вида (15) без учета мощности ошибки P_K при $f = \arg(z_i)/\pi$ определяется в соответствии с (16) как

$$F_{JIIIk}(f) =$$

$$= \left| 1 - \left| z_k \right| \exp\left\{ j \left[\arg(z_k) - \arg(z_i) \right] \right\} \right|^{-2}, (17)$$

$$(k \neq i)$$

и зависит от модулей полюсов $|z_k|$ и разности аргументов полюсов $\Delta \psi = \arg(z_k) - \arg(z_i)$.

Введем парциальную нормированную АРоценку СПМ $F_k(f)$, обусловленную *k*-м полюсом z_k :

$$F_k(f) = \frac{1}{|z - z_k|^2}.$$
 (18)

Несложно показать, что вклад каждой парциальной СПМ в (17) может быть как больше, так и меньше 1. Эти оценки СПМ взаимно "усиливают" максимумы полюсов в (14) при условии, что $\Delta \psi < \pi/3$. На рис. 1 в качестве примеров представлены графики полной АРоценки СПМ вида (2) (красная линия) и двух парциальных оценок вида (18) (синяя и зеленая линии) для выборки длиной N = 4 и порядка АР-модели K = 2. Рис. 1, *a* соответствует приему одиночного сигнала с f = 0 на фоне НДКшума при ОСШ q = 10 дБ. Для сравнения там же голубой линией приведена оценка СПМ ДПФ, полученная при тех же параметрах сигнала. Рис. 1, б соответствует приему двух сигналов с ОСШ $q_1 = 20$ дБ (f = 0) и $q_2 = 40$ дБ (f = 0.17), разнесенных по нормированной угловой частоте на $\Delta \psi \approx \pi/3$. Как видно из графиков, парциальные оценки СПМ вида (18), построенные с учетом общей мощности ошибки ЛП Р_К, в окрестностях максимумов практически совпадают с полной оценкой СПМ. Оценка на основе ДПФ в этом случае неработоспособна в силу низкой разрешающей способности по частотному параметру и поэтому на рисунке не приведена.

Очевидно, что оценку СПМ вида (14) можно представить через парциальные оценки в виде

$$F_{\Pi\Pi}(f) = \frac{P_K}{\prod_{k=1}^{K} F_k(f)}.$$
 (19)

Учитывая незначительный вклад полюсов z_k , не совпадающих по аргументу с отнесенным к сигналу полюсом z_i , можно исключить вклад частных оценок СПМ (17) из статистики

Рабочие статистики авторегрессионных обнаружителей коротких и сверхкоротких сигналов Performance Statistics of Autoregressive Short and Ultrashort Signal Detectors



Рис. 1. Полные и парциальные оценки СПМ при одном (a) и двух сигналах (б) Fig. 1. Full and partial power spectral estimates for one (a) and two signals (δ)

обнаружения (19) и сравнивать с порогом частные парциальные оценки СПМ вида (18), но с учетом общей для всех полюсов мощности ошибки предсказания Р_К:

$$\tilde{F}_{k}(f) = F_{k}(f)P_{K} = \frac{P_{K}}{\left|z - z_{k}\right|^{2}} \ge \gamma.$$
(20)

Парциальная статистика обнаружения (20) проще в вычислениях, чем полная статистика вида (14). При этом нормированная парциальная оценка СПМ (18) может также рассматриваться как самостоятельная статистика обнаружения, обеспечивающая постоянную ВЛТ при изменении мощности аддитивного шума. Легко показать, что в этом случае проще сравнивать с порогом модуль полюса $|z_k| \ge \gamma$, что даст эквивалентные результаты обнаружения, так как всегда $|z_k| \le 1$.

При единственном сигнале наблюдается антиподное расположение сигнального и шумового полюсов внутри единичной окружности, что иллюстрирует рис. 2, на котором приведена гистограмма расположения сигнального и шумового полюсов АР-модели второго порядка, полученная по результатам 1000 независимых испытаний. Это означает, что вклад шумового полюса в оценку СПМ вида (17) имеет коэффициент меньше 1, т. е. уменьшает мощность пика в оценке СПМ вида (14), обусловленного сигналом.

Однако уменьшение мощности шумового пика за счет влияния сигнальной парциальной составляющей в (15) проявляется сильнее, что сказывается на уменьшении ВЛТ при увеличении мощности полезного сигнала. В частности, при использовании нормированной статистики обнаружения (9) и ОСШ 40 дБ происходит снижение



Рис. 2. Гистограмма расположения полюсов АР-модели Fig. 2. Histogram of the pole location of the autoregressive model

ВЛТ, связанной с шумовым полюсом, на порядок.

При повышении порядка АР-модели, если это позволяет короткая выборка анализируемого сигнала, наблюдается регуляризация положения шумовых полюсов по аргументу. Исследования показали, что при приеме коротких выборок (N ≤ 8) проявляется своеобразный "эффект отталкивания" шумовых полюсов, который наблюдался и при приеме относительно длинных выборок [13].

Цель работы и объекты исследований. Объектами исследований в данной статье являются рабочие статистики обнаружения гармонических сигналов при коротких и сверхкоротких выборках: полная (8) и нормированная (10) статистики обнаружения, а также парциальные статистики вида (20) (полная) и (18) (нормированная). Целью исследований является анализ ХО гармонического сигнала со случайной равномерно распределенной на интервале [0; 2π] начальной фазой, известной или



Puc. 3. ХО короткого сигнала (N = 8) с постоянной (a) и случайной (δ) амплитудами *Fig. 3.* Detection characteristic of a short signal (N = 8) with constant (a) and random (δ) amplitudes

случайной амплитудой и неизвестной на интервале [-0.5; +0.5] нормированной частотой на фоне НДК-шума с равной дисперсией квадратурных составляющих $\sigma_{\rm III}^2$, а также ХП при воздействии аддитивной смеси НДК-шума и мощной СП-помехи при различных расстройках полезного и мешающего сигналов по частоте Δf .

Методы исследований. В настоящей статье для построения статистических ХО и ХП использовались методы компьютерного моделирования работы АР-обнаружителей сигналов, подробно описанные в [8, 14], и стандартные пакеты прикладных программ MATLAB.

Основные результаты. ХО и ХП строились в виде зависимостей ВПО \mathcal{D} от входного ОСШ, определяемого как отношение мощностей сигнала $P_{\rm c}$ и шума $P_{\rm III} = 2\sigma_{\rm III}^2 q^2 = P_{\rm c} / (2\sigma_{\rm III}^2)$ при фиксированной ВЛТ $\mathcal{F} = 10^{-2}$, оцениваемой для всего диапазона частот $f \in [-0.5; +0.5]$. При сопоставлении характеристик следует учитывать, что АР-алгоритм ЛП является инвариантным к частотам полезного и мешающего сигналов и имеет "канальную" размерность решающей функции, равной порядку АР-модели К, в то время как согласованная обработка на основе ДПФ является принципиально многоканальной по частоте с числом независимых каналов, равным размеру выборки N. Далее приведены XO и XП, полученные для короткой (N = 8) и сверхкороткой (N=4) выборок сигналов. Характеристики получены с помощью статистического компьютерного моделирования работы алгоритмов при повторении при каждом значении ОСШ q 10⁴ независимых экспериментов.

На рис. 3 приведены ХО одиночного гармонического сигнала с фиксированной (а) и случайной (распределенной по закону Рэлея) (б) амплитудами и случайной равномерно распределенной начальной фазой для короткой выборки длиной N = 8. Синим цветом приведены ХО для полной статистики обнаружения (8); голубым – для парциальной статистики (20); красным цветом приведены ХО для нормированной статистики (10); зеленым – для нормированной парциальной статистики (18). Штриховой линией приведены ХО согласованной обработки на основе ДПФ для сигнала с известной частотой. Поскольку при построении ХО не моделировалась случайная частота сигнала (f = const), XO согласованной обработки должны быть сдвинуты на 1.5 дБ из-за неравномерности сквозной частотной характеристики ДПФ [6].

На рис. 4 представлены XO, аналогичные приведенным на рис. 3, но полученные при сверхкороткой длине выборки сигнала N = 4. Цветовое обозначение графиков на рис. 4 совпадает с рис. 3. Штриховой линией попрежнему отображены оптимальные XO для согласованной обработки на основе ДПФ.

Как видно из рис. 3 и 4, проигрыш во входном ОСШ Δq АР-алгоритма ЛП относительно оптимальных ХО при уменьшении выборки сигнала N растет и составляет менее 2 дБ при N = 8 и 5 дБ при N = 4 для полной статистики обнаружения (8). Разница в ХО между полной и нормированной статистиками также возрастает и изменяется от 3 дБ при N = 8 до 9 дБ при N = 4 в области высоких значений ВЛТ $\mathcal{D} = 0.9$. Случайная амплитуда сигнала, флуктуирующая по закону Рэлея, практически не меняет характер

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 79–92 Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 79–92



Puc. 4. ХО сверхкороткого сигнала (N = 4) с постоянной (a) и случайной (δ) амплитудами *Fig. 4.* Detection characteristic of an ultrashort signal (N = 4) with constant (a) and random (δ) amplitudes

потерь в ОСШ. Парциальные статистики обнаружения, в том числе и нормированная, приводят к незначительным дополнительным потерям порядка 1 дБ при N = 8 и 2 дБ при N = 4.

ХП строились при воздействии аддитивной смеси нормального неокрашенного шума и СПпомехи, мощность которой P_{Π} превышала мощность шума на 40 дБ. Далее приведено семейство ХП для короткой (N = 8) и сверхкороткой (N = 4) выборок сигнала, полученных при случайных начальных фазах, фиксированных амплитудах и заданных разносах по частоте полезного и мешающего сигналов. При построении ХП оценивался уровень ВЛТ за счет действия мешающего сигнала при отсутствии во входной выборке полезного сигнала. При этом пороги обнаружения всех статистик оставались такими же, как при построении ХО одиночного сигнала.

На рис. 5 представлены ХП для короткой выборки сигнала (N=8) при различных значениях частотного разноса полезного и мешающего сигналов Δf . ХП, приведенные на рис. 5, *a*, получены при разносе нормированных частот $\Delta f = 0.1$. Красный цвет графиков соответствует полной



Рис. 5. ХП полной и парциальной статистик обнаружения коротких выборок сигнала (N = 8): $a - \Delta f = 0.1; \ 6 - \Delta f = 0.2; \ 6 - \Delta f = 0.3; \ 2 - \Delta f = 0.4$

Fig. 5. Interference immunity characteristics of full and partial detection statistics for short signal samples (N = 8):

 $a - \Delta f = 0.1; \ \delta - \Delta f = 0.2; \ \epsilon - \Delta f = 0.3; \ \epsilon - \Delta f = 0.4$

статистике обнаружения (8); синий – парциальной статистике обнаружения (19). Штриховыми линиями приведены исходные ХО одиночного сигнала для полной (красный цвет) и парциальной (синий цвет) статистик обнаружения. На рис. 5, δ приведены ХП при разносе частот $\Delta f = 0.2$ с сохранением цветовых обозначений графиков предыдущего рисунка. Графики рис. 5, *в* и *г* получены при $\Delta f = 0.3$ и $\Delta f = 0.4$ соответственно.

Во всех случаях ВЛТ поддерживалась на уровне $\mathcal{F} \leq 10^{-2}$. При этом ширина главного лепестка эквивалентного ДПФ на уровне –3 дБ равнялась $\Delta F_{\Pi\Pi\Phi} = 0.125$. Заметим, что ХП на рис. 5, *а* получены в ситуации, когда полезный и мешающий сигналы разнесены в пределах главного лепестка ДПФ ($\Delta f < \Delta F_{\Pi\Pi\Phi}$), чем и объясняется существенный их сдвиг вправо.

На рис. 6 приведены XII для сверхкороткой выборки (N = 4) при тех же значениях и в той же последовательности возрастания частотного разноса полезного и мешающего сигналов. По-прежнему ВЛТ поддерживалась на уровне $\mathcal{F} \leq 10^{-2}$, а ширина главного лепестка эквива-

лентного ДПФ на уровне -3 дБ равнялась $\Delta F_{ДПФ} = 0.25$. Это означает, что ХП на рис. 6, *a*, *б* получены в ситуации, когда полезный и мешающий сигналы перекрываются в пределах главного лепестка ДПФ, причем графики рис. 6, *a* получены при сильном перекрытии ДПФ-откликов двух сигналов.

Статистическое моделирование показало, что для полной статистики обнаружения (8) ВЛТ при воздействии мощной помехи уменьшается вдвое: $\boldsymbol{\mathcal{F}} \approx 0.5 \cdot 10^{-2}$ как для выборки длиной N = 8, так и для выборки длиной N = 4. Это можно объяснить тем, что на уровень ВЛТ оказывает влияние только один "шумовой" полюс АР-модели, второй при этом отображает мощный мешающий сигнал (см. рис. 2 и пояснения к нему). При этом парциальная статистика (20), ориентированная на единственный полюс, поддерживает неизменный уровень ВЛТ $\mathcal{F} = 10^{-2}$ при длине выборки N = 8. В то же время для сверхкороткой выборки размером N = 4 и парциальной статистики обнаружения (20) наблюдается снижение уровня ВЛТ на порядок, до величины $\mathcal{F} \approx 0.1 \cdot 10^{-2}$.



Рис. 6. ХП полной и парциальной статистик обнаружения сверхкоротких выборок сигнала (N = 4): $a - \Delta f = 0.1; \ \delta - \Delta f = 0.2; \ s - \Delta f = 0.3; \ c - \Delta f = 0.4$



 $a - \Delta f = 0.1; \ \delta - \Delta f = 0.2; \ \epsilon - \Delta f = 0.3; \ \epsilon - \Delta f = 0.4$

Построение XII для нормированных статистик обнаружения вида (10) и (18) продемонстрировало их низкую помехоустойчивость к мощным СП-помехам. Удовлетворительный уровень ВПО $\mathcal{D} > 0.8$ достигался при разносе частот $\Delta f > 1/N$ и больших, более 40 дБ, и соизмеримых ОСШ q^2 полезного и отношении помеха-шум (ОПШ) $q_{\Pi}^2 = P_{\Pi} / (2\sigma_{\Pi}^2)$ мешающего сигналов. Это ограничивает применение нормированных статистик обнаружения на практике.

Приведенные на рис. 5, 6 ХП для полной и парциальной статистик обнаружения можно рассматривать как частный случай характеристик полного статистического разрешения обнаружения двух сигналов по частотному параметру, полученных при заданной постоянной амплитуде одного сигнала (ОСШ $q_1 = \text{const})$ и пошагово изменяющейся амплитуде второго (ОСШ $q_2 = var$). В этом случае вероятность правильного разрешения обнаружения одновременно двух сигналов можно записать как $\boldsymbol{\mathcal{D}}_{12} = \boldsymbol{\mathcal{D}}_1 \times \boldsymbol{\mathcal{D}}_2$, где сомножителями являются ВПО первого и второго сигналов. При ОСШ $q_1 = 40 \ \text{дБ}$ ВПО первого мощного сигнала $\boldsymbol{\mathcal{D}}_1 \approx 1$, поэтому приближенно можно считать $\boldsymbol{\mathcal{D}}_{12} \approx \boldsymbol{\mathcal{D}}_2 = \boldsymbol{\mathcal{D}}$. Для случая полного статистического разрешения-обнаружения полезного и мешающего сигналов по частоте были построены зависимости частотного разноса Δf_d от входного ОСШ q2, при которых обеспечивалось фиксированное значение ВПО \mathcal{D}_{12} = const. На рис. 7 приведены зависимости Δf_d от ОСШ q_2 при ВПО одновременно двух сигналов $\mathcal{D}_{12} = 0.8$ для короткой (*a*) и сверхкороткой (*б*) выборок. Красным цветом приведены зависимости для полной статистики обнаружения (8), синим – для парциальной (20). По-прежнему ВЛТ не более $\mathcal{F} < 10^{-2}$.

Как видно из графиков для коротких выборок длиной N = 8 (рис. 7, *a*), есть область значений ОСШ, где полная статистика обнаружения разрешает лучше парциальной статистики $(q_2 > 5 \text{ дБ})$. При меньших значениях ОСШ лучшее разрешение демонстрирует парциальная статистика. При сверхкоротких выборках сигнала с N = 4 (рис. 7, δ) при всех значениях ОСШ q_2 полная статистика имеет лучшее статистическое разрешение-обнаружение по частотному параметру.

На практике часто требуется сравнение показателей статистического разрешения-обнаружения с рэлеевским пределом, в котором непосредственно не учитывается присутствие шума. В данном случае эта точка по оси ординат на графиках рис. 7 определяется шириной главного лепестка эквивалентного ДПФ. В случае N = 8 это значение равно $\Delta f_d = 0.125$, при $N = 4 \Delta f_{\rm d} = 0.25$. Для полной статистики (8) и длины выборки N = 8 для разрешения с ВПО $\mathcal{D}_{12} = 0.8$ двух сигналов, разнесенных на величину рэлеевского предела $\Delta f_{\rm d} = 0.125$, потребуется ОСШ $q_2 = 9.5$ дБ. Для длины выборки N = 4 при разнесении сигналов на $\Delta f_{\rm d} = 0.25$ потребуется q₂ = 14.5 дБ. Для парциальной статистики в аналогичных условиях требуется ОСШ



Puc. 7. Зависимость статистического разрешения-обнаружения по частоте Δf_d от ОСШ $q_2: a - N = 8; \delta - N = 4$ *Fig.* 7. Statistical resolution-detection by frequency Δf_d as a function of the signal-to-noise ratio $q_2: a - N = 8; \delta - N = 4$ **Рабочие статистики авторегрессионных обнаружителей коротких и сверхкоротких сигналов**

Performance Statistics of Autoregressive Short and Ultrashort Signal Detectors

 $q_2 = 12 \, \text{дБ}$ и $q_2 = 17 \, \text{дБ}$ соответственно. Напомним, что ДПФ при мощном сигнале с $q_1 = 40 \, \text{дБ}$ в этих условиях не разрешает два сигнала. Для оценки потерь при адаптации к помехе с известной частотой можно воспользоваться коэффициентами использования энергии η и выигрыша В [15], которые при больших ОПШ $q_{\Pi}^2 \gg 1$ с учетом СПМ многоканального ПФ (3) представимы в виде $\eta = (1 + q_{\Pi}^2)^{-1} F_{\Pi \Phi}(f)$ и $B = \left(1 + q_{\Pi}^2\right)^{-1} F_{\Pi\Phi}\left(f\right) \left[1 + q_{\Pi}^2 F_{\Pi\Phi}\left(f\right)\right]$ при фиксированном частотном разносе Δf_d . В частности, в идеализированном случае известной частоты помехи при $f = \Delta f_d$ коэффициент использования энергии η = -36.9 дБ, а коэффициент энергетического выигрыша B = 6 дБ. В результате для многоканального алгоритма ДПФ с адаптацией к априори известной частоте помехи при $\mathcal{D} = 0.8$ требуемое ОСШ будет равно q = 9дБ для N = 8 и q = 11 дБ для N = 4. Очевидно, что в случае неизвестной частоты требуемое для адаптации ОСШ будет увеличиваться [1, 2, 11, 15].

Выводы. Исследования предложенных рабочих статистик обнаружения коротких и сверхкоротких выборок сигналов позволяют сделать следующие выводы.

Представление СПМ $F_{JIII}(f)$ на основе полюсов АР-модели z_k позволяет сократить метрику решающих функций до принятого порядка модели *K*, что существенно упрощает их вычисление при сравнении с порогами обнаружения.

Нормированные к мощности ошибки предсказания P_K статистики обнаружения параметрического алгоритма ЛП (10) и (18) обеспечивают постоянный уровень ВЛТ, инвариантный к мощности аддитивного неокрашенного шума, но имеют неудовлетворительную помехоустойчивость к пассивным помехам и не могут быть рекомендованы к применению.

Проигрыш во входном ОСШ АР-алгоритма ЛП относительно оптимальных ХО составляет менее 2 дБ при длине выборки N = 8 и не более 5 дБ при N = 4 для полной статистики обнаружения (8). Переход к парциальным статистикам обнаружения добавляет незначительные потери в ОСШ порядка 1 дБ при N = 8 и 2 дБ при N = 4. Разница между ХО оптимального и исследуемых статистик обнаружения алгоритма ЛП не изменяется при переходе от сигнала с фиксированной амплитудой к сигналу с флуктуирующей по закону Рэлея амплитудой.

Полная (8) и парциальная (20) статистики обнаружения обладают повышенной помехоустойчивостью к сосредоточенным СПпомехам по сравнению с согласованной обработкой сигналов, сохраняя работоспособность при воздействии помехи в пределах главного лепестка ДПФ и запасе во входном ОСШ.

Сопоставление характеристик статистического разрешения-обнаружения по частоте для двух разновеликих сигналов для полной (8) и парциальной (20) статистик обнаружения позволяет сделать вывод об их повышенной разрешающей способности. Парциальная статистика (20), будучи более простой в реализации, несколько проигрывает полной статистике (8) в разрешающей способности при анализе сверхкоротких выборок. При анализе коротких выборок эти две статистики обнаружения сопоставимы по статистическому разрешению-обнаружению.

Таким образом, можно рекомендовать параметрический алгоритм ЛП, использующий полную и парциальную рабочие статистики на основе полюсов АР-модели, в качестве самостоятельного алгоритма обнаружения коротких и сверхкоротких сигналов в пространственной, временной и спектральной областях.

Список литературы

1. Малышкин Г. С. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов. Т. 2: Адаптивные методы. СПб: Концерн «ЦНИИ "Электроприбор"», 2011. 374 с.

2. Haykin S. Adaptive Filter Theory. 5th ed. London: Pearson, 2013. 913 p.

3. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

90

.....

4. Kay S. Modern Spectral Estimation. N. J.: Prentice-Hall, 1988. 543 p.

5. Ширман Я. Д. Разрешение и сжатие сигналов. М.: Сов. радио, 1974. 360 с.

6. Основы проектирования многопозиционных декаметровых РЛС пространственной волны / В. М. Кутузов, 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. 7. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 2 / под ред. М. И. Сколника. М.: Техносфера, 2015. 680 с.

8. Кутузов В. М., Мазуров К. А. Многосегментный авторегрессионный алгоритм обработки сложномодулированных сигналов: характеристики помехоустойчивости // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2010. Вып. 6. С. 37–41.

9. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. 528 с.

10. Гантмахер В. Е., Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы: анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 396 с.

11. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию. М.: Радио и связь, 1986. 446 с.

12. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. Для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1974. 832 с.

13. Tufts D.W., Kumaresan R. Estimation of Frequencies of Multiple Sinusoids: Making Linear Prediction Perform Like Maximum Likelihood // Proc. of the IEEE. 1982. Vol. 70, № 9. P. 77–94.

14. Кутузов В. М., Мазуров К. А. Многосегментный авторегрессионный алгоритм обработки сложномодулированных сигналов в задачах обнаружения скоростных целей // Радиотехника. 2012. Вып. 7. С. 33–39.

15. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

Информация об авторе

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

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

E-mail: vmkutuzov@etu.ru

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

Ипатов Валерий Павлович – доктор технических наук (1983), профессор (1985) 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

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

E-mail: vpipatov@etu.ru

Соколов Сергей Сергеевич – доктор технических наук (1996), профессор (1998), профессор кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 85 научных публикаций. Сфера научных интересов – регистрация процессов с двойной стохастичностью, адаптивные методы оценивания параметров сигналов; системная инженерия.

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

E-mail: sssokolov@etu.ru

References

1. Malyshkin G. S. Optimal and Adaptive Methods for Processing Hydroacoustic Signals. Vol. 2. Adaptive Methods. St Petersburg, *Kontsern "TsNII "Elektropribor"*, 2011, 374 p. (In Russ.)

2. Haykin S. Adaptive Filter Theory. 5th ed. London, Pearson, 2013, 913 p.

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

4. Kay S. Modern Spectral Estimation. New Jersey, Prentice-Hall, 1988. 543 p.

5. Shirman Ya. D. Resolution and Compression of Signals. Moscow, *Sov. Radio*, 1974, 360 p. (In Russ.)

6. 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.)

7. Handbook on Radar. Ed. M. I. Skolnik. Book 2. Moscow, Tekhnosphere, 2015, 680 p. (In Russ.)

8. Kutuzov V. M., Mazurov K. A. Multi-Segment Autoregressive Algorithm for Processing Complex Modulated Signals: Noise Immunity Characteristics. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2010, iss. 6, pp. 37–41. (In Russ.)

9. Dzhigan V. I. Adaptive Filtering of Signals: Theory and Algorithms. Moscow, Tekhnosphere, 2013, 528 p. (In Russ.)

10. Gantmakher V. E., Bystrov N. E., Chebotarev D. V. Noise-Like Signals: Analysis, Synthesis, Processing. St Petersburg, *Nauka i Tekhnika*, 2005, 396 p. (In Russ.)

Рабочие статистики авторегрессионных обнаружителей коротких и сверхкоротких сигналов Performance Statistics of Autoregressive Short and Ultrashort Signal Detectors

11. Monzingo R. A., Miller T. W. Introduction to Adaptive Arrays. Chichester, John Wiley & Sons, 1980, 541 p.

12. Korn G. A., Korn T. M. Mathematical Handbook for Scientists and Engineers. 2nd ed. New York, McGraw-Hill Book Company, 1968.

13. Tufts D.W., Kumaresan R. Estimation of Frequencies of Multiple Sinusoids: Making Linear Prediction Perform Like Maximum Likelihood. Proc. of the IEEE. 1982, vol. 70, no. 9, pp. 77–94. 14. Kutuzov V. M., Mazurov K. A. Multi-Segment Autoregressive Algorithm for Processing Complex Modulated Signals in Problems of Detecting High-Speed Targets. Radio engineering. 2012, vol. 7, pp. 33–39. (In Russ.)

15. Shirman Ya. D., Manzhos V. N. Theory and Technique of Radar Information Processing Against the Background of Interference. Moscow, *Radio i svyaz*, 1981, 416 p. (In Russ.)

Information about the author

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

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

Sergey S. Sokolov, Dr. Sci. (Eng.) (1996), Professor (1998), Professor of the Department of microradioelectronics and radio equipment technology of the Saint Petersburg Electrotechnical University. Author of 85 scientific publications. Area of expertise: registration of processes with double stochasticity, adaptive methods for estimating signal parameters, system engineering.

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

Радиолокация и радионавигация УДК 621.396 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2024-27-2-93-104

Научная статья

Оптимизация алгоритма весовой обработки в многоканальной доплеровской фильтрации

В. И. Кошелев[⊠], Н. Х. Чинь

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина, Рязань, Россия

⊠ koshelev.v.i@rsreu.ru

Аннотация

Ваедение. Использование неэквидистантных последовательностей импульсов в качестве зондирующих радиолокационных сигналов позволяет устранить слепые зоны по скорости и дальности. Однако реализация многоканальной доплеровской фильтрации (МДФ) на основе классического алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) неэквидистантных отсчетов сигнала в задаче обнаружения сигнала сопряжена с энергетическими потерями. Применение алгоритмов модифицированного БПФ позволяет повысить эффективность МДФ на фоне белого гауссовского шума, но снижает эффективность накопления сигнала в части каналов обработки сигнала, перекрываемых узкополосной помехой. Для устранения этого недостатка авторами ранее предложено применить комбинированный классический и модифицированный алгоритмы БПФ. Однако применение комбинированного метода не приводит к оптимальному решению с точки зрения эффективности МДФ.

Цель работы. Оптимизация весовой обработки неэквидистантных сигналов для повышения эффективности МДФ.

Материалы и методы. МДФ осуществлена с применением оптимизационных процедур, а эффективность алгоритмов оценивалась с помощью компьютерных расчетов.

Результаты. Результаты исследования показали, что окно Кайзера–Бесселя с параметром окна α = 4.42 обеспечивает наибольший усредненный по каналам МДФ коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха + шум), равный 30.06 дБ, и наибольшую усредненную по каналам МДФ вероятность правильного обнаружения сигнала, равную 0.5, при обработке неэквидистантных последовательностей импульсов. Оптимизация весовой обработки в МДФ при указанных условиях позволяет значительно повысить используемые усредненные характеристики эффективности до 53.18 дБ и до 0.92 соответственно.

Заключение. Раздельная оптимизация весовой обработки для каждого частотного канала позволяет значительно повысить усредненные характеристики эффективности многоканального доплеровского фильтра и устранить все недостатки классического и модифицированного алгоритмов БПФ при обработке неэквидистантных последовательностей импульсов. Однако эти преимущества достигаются ценой отказа от применения БПФ, т. е. реализуются в рамках алгоритма дискретного преобразования Фурье.

Ключевые слова: оптимизация многоканальной доплеровской фильтрации, неэквидистантная последовательность импульсов, модифицированный, комбинированный алгоритмы быстрого преобразования Фурье, оптимизация весовой обработки

Для цитирования: Кошелев В. И., Чинь Н. Х. Оптимизация алгоритма весовой обработки в многоканальной доплеровской фильтрации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 93–104. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-93-104

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 18.12.2023; принята к публикации после рецензирования 10.02.2024; опубликована онлайн 29.04.2024



Radar and Navigation

Original article

Optimization of the Weight Processing Algorithm in Multichannel Doppler Filtering

Vitaly I. Koshelev[⊠], Trinh Ngoc Hieu

Ryazan State Radio Engineering University n. a. V. F. Utkin, Ryazan, Russia

[⊠] koshelev.v.i@rsreu.ru

Abstract

Introduction. The use of non-equidistant pulse sequences as probing radar signals makes it possible to eliminate blind spots in speed and range. However, the implementation of multi-channel Doppler filtering (MDF) based on the classical fast Fourier transform (FFT) algorithm of non-equidistant signal samples in the signal detection problem is associated with energy losses. The use of modified FFT algorithms increases the efficiency of MDF against the background of white Gaussian noise, while reducing the efficiency of signal accumulation in the part of signal processing channels blocked by the narrow-band clutter. To eliminate this drawback, the authors previously proposed using combined classical and modified FFT algorithms. However, the use of the combined method does not lead to an optimal solution in terms of MDF efficiency.

Aim. Optimization of weight processing of non-equidistant signals to improve the efficiency of MDF.

Materials and methods. An MDF synthesis was carried out using optimization procedures, and the effectiveness of the algorithms was assessed using computer calculations.

Results. The results show that the Kaiser Bessel window with a window parameter of 4.42 provides the highest signal-(clutter+noise) ratio improvement coefficient averaged over frequency channels equal to 30.06 dB and the highest probability of correct signal detection averaged over MDF channels equal to 0.5 at processing of non-equidistant pulse sequences. Optimization of the weight processing of MDF under the specified conditions increased the average efficiency characteristics used of up to 53.18 dB and 0.92, respectively.

Conclusion. Separate optimization of weighting processing for each frequency channel can significantly improve the average efficiency characteristics of a multichannel Doppler filter and eliminate all the shortcomings of the classical and modified FFT algorithms when processing non-equidistant pulse sequences. However, these advantages are achieved at the cost of not using the FFT, i.e., implemented within the framework of the discrete Fourier transform (DFT) algorithm.

Keywords: optimization of multichannel Doppler filtering, non-equidistant pulse sequence, modified fast Fourier transform algorithms, combined fast Fourier transform algorithms, weight processing optimization

For citation: Koshelev V. I., Trinh Ngoc Hieu. Optimization of the Weight Processing Algorithm in Multichannel Doppler Filtering. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 93–104. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-93-104

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

Submitted 18.12.2023; accepted 10.02.2024; published online 29.04.2024

Введение. Основной задачей, решаемой системами первичной обработки радиолокационных сигналов, является обнаружение полезных сигналов на фоне узкополосных помех и широкополосных шумов. Ввиду периодического характера зондирующих сигналов радиолокационные системы должны решать задачу устранения так называемых слепых зон по дальности и скорости. Для обнаружения сигналов в слепых зонах применяют неэквидистантную расстановку импульсов пачки, т. е. вобуляцию периода повторения импульсов [1–5]. Обработка пачки импульсов с вобуляцией периода повторения импульсов применительно к системам подавления помех рассматривалась в ряде работ, например в [6–9]. Алгоритм оценивания фазы неэквидистантных сигналов представлен в [10], синтез обнаружителей-измерителей доплеровских неэквидистантных сигналов – в [11].

В радиолокационных системах первичной обработки сигналов для когерентного накопления пакета из *N* отраженных радиолокационных импульсов широко используется алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ). Реали-

Оптимизация алгоритма весовой обработки в многоканальной доплеровской фильтрации Optimization of the Weight Processing Algorithm in Multichannel Doppler Filtering

зация такого алгоритма на процессоре БПФ соответствует *N*-канальному когерентному накопителю (многоканальному доплеровскому фильтру) и обеспечивает высокую эффективность вычислений. Работы [12-15] посвящены многоканальным системам и доплеровским процессорам сигналов. Однако классическому алгоритму БПФ присущи потери части энергии сигнала при когерентном накоплении неэквидистантных последовательностей импульсов (НПИ) на фоне некоррелированного шума [16]. Для устранения этого недостатка там же представлен модифицированный алгоритм БПФ. В условиях приема сигнала на фоне шума и узкополосной помехи применение модифицированного алгоритма БПФ приводит к усилению узкополосной помехи в каналах многоканальной доплеровской фильтрации (МДФ), перекрываемых такой помехой, и, как следствие, к снижению как отношения сигнал-помеха, так и вероятности правильного обнаружения сигнала [17]. Для более полного использования преимуществ алгоритма БПФ в [17] предложен комбинированный алгоритм на основе комбинации классического и модифицированного алгоритмов БПФ.

В данной статье описан и проанализирован алгоритм оптимизации весовой обработки НПИ с помощью наиболее часто используемых критериев среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала на фоне белого гауссовского шума и узкополосной помехи, обладающий потенциально максимальной эффективностью обработки сигналов на фоне аддитивной смеси некоррелированного шума и узкополосной помехи.

Описание разработанных алгоритмов. Входной сигнал в случае МДФ представляется вектором отсчетов комплексной огибающей пачки радиоимпульсов, который можно описать следующей формулой:

$$x(n) = A(n)e^{j\{2\pi f_{c}T_{0}[n+\nu(n)]+\phi\}},$$

где n – номер отсчета; A(n) – флюктуирующая амплитуда сигнала; $f_{\rm c}T_0$ – нормированная к среднему значению периода То повторения импульсов доплеровская частота сигнала;

v(n) – закон вобуляции периода повторения импульсов; Ф – начальная фаза сигнала.

Вобуляция периода повторения импульсов приводит к дополнительной фазовой модуляции комплексной огибающей пачки импульсов, вследствие которой возрастают боковые лепестки в спектре сигнала. Для устранения потери энергии сигнала при накоплении сигнала с вобуляцией периода необходимо в соответствии с алгоритмом согласованной фильтрации модифицировать алгоритм БПФ для учета спектральных деформаций сигнала.

Закон вобуляции определяется периодом Тв, равным сумме этих повторяющихся сдвигов между эквидистантными подпоследовательностями импульсов периодами с $T_1, T_2, ..., T_p$. Таким образом, неэквидистантная последовательность $\{x_n\}$ может рассматриваться как сумма р эквидистантных подпоследовательностей $\{x_{pn}\}, \{x_{pn+1}\}, ..., \{x_{pn+p-1}\}$ с периодом вобуляции Т_в, сдвиги между которыми соответственно равны T₁, T₂,..., T_p. На рис. 1 представлена НПИ с р разными сдвигами между эквидистантными подпоследовательностями импульсов.

Значения эквидистантной последовательности сигнала на выходе X_k, традиционно реализуемого на основе *N*-точечного алгоритма БПФ, можно представить как

$$X_{k} = \sum_{n=0}^{N} x_{pn} W_{N}^{pnk} + \sum_{n=0}^{p} x_{pn+1} W_{N}^{(pn+1)k} + \frac{N}{p} x_{pn+2} W_{N}^{(pn+2)k} + \frac{N}{p} x_{pn+2} W_{N}^{(pn+2)k} + \frac{N}{p} x_{pn+p-1} W_{N}^{(pn+p-1)k}, \qquad (1)$$
$$-j2\pi k$$

где $W_N^k = e^{\underbrace{N}{N}}$.

Если последовательность $\{x_n\}$ неэквидистантная с р различными сдвигами между эквидистантными подпоследовательностями, то можно модифицировать алгоритм (1), чтобы Оптимизация алгоритма весовой обработки в многоканальной доплеровской фильтрации 95

Optimization of the Weight Processing Algorithm in Multichannel Doppler Filtering

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 93–104 Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 93–104





компенсировать фазовое смещение, вызванное вобуляцией периода повторения сигнала, соответствующими фазовыми сдвигами. В результате получим выражение для вычисления значения отсчета на выходе *k*-го частотного канала МДФ. Оно определяет правило модификации БПФ сигнала с НПИ:

$$X_{k} = \sum_{n=0}^{N} x_{pn} W_{N}^{pnk} + \frac{j2\pi k (T_{0} - T_{1})}{T_{0}} W_{N}^{k} \sum_{n=0}^{N-1} x_{pn+1} W_{N}^{pnk} + \frac{j2\pi k [2T_{0} - (T_{1} + T_{2})]}{T_{0}} W_{N}^{2k} \sum_{n=0}^{N-1} x_{pn+2} W_{N}^{pnk} + \frac{j2\pi k [2T_{0} - (T_{1} + T_{2})]}{W_{N}^{2k} \sum_{n=0}^{N-1} x_{pn+2} W_{N}^{pnk} + \frac{j2\pi k [(p-1)T_{0} - \sum_{i=1}^{p-1} T_{i}]}{T_{0}} \times W_{N}^{(p-1)k} \sum_{n=0}^{N-1} x_{pn+p-1} W_{N}^{pnk}, \qquad (2)$$

где k = 0...N - 1 – номер канала; $T_0 = \sum_{i=1}^{p} T_i / p$ –

средний период повторения импульсов последовательности $\{x_n\}$. В дальнейшем будем характеризовать степень глубины вобуляции периода повторения импульсов как

$$\mathbf{v}_m = \left(mT_0 - \sum_{i=1}^m T_i \right) \middle/ T_0$$

где m — номер подпоследовательности, $m = 0 \dots p - 1$. Из [14] известно, что при реализации МДФ энергетический критерий в качестве целевой функции использует максимум выигрыша в отношении сигнал-(помеха + шум) в *k*-м канале:

$$\mu = \mu(\mathbf{w}) =$$

$$= \frac{1}{\Delta \psi_k} \int_{\psi_k - \frac{\Delta \psi_k}{2}}^{\psi_k + \frac{\Delta \psi_k}{2}} \frac{\mathbf{w}^{\mathrm{H}} \mathbf{R}_{\mathrm{c}} \mathbf{w}(1+\lambda)}{\mathbf{w}^{\mathrm{H}} (\mathbf{R}_{\mathrm{II}} + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{w}} d\phi_{\mathrm{c}} \to \max_{\mathrm{w}},$$

где **w** – вектор обработки; ψ_k и $\Delta \psi_k$ – соответственно, центральное значение фазы и полоса, в пределах которой производится оптимизация фильтра; **w**^H – эрмитово сопряженный вектор **w**; **R**_c – корреляционная матрица сигнала; **R**_п – корреляционная матрица помехи; λ – отношение шум-помеха; **E** – единичная матрица; φ_c – доплеровская фаза сигнала.

Максимальное значение параметра µ определяется из характеристического уравнения и системы линейных уравнений для собственного вектора, соответствующего максимальному соб-

ственному значению матрицы $\left(\mathbf{R}_{\Pi} + \lambda \mathbf{E}\right)^{-1} \mathbf{R}_{c}$:

$$\det\left\{\mathbf{R}_{c}-\boldsymbol{\mu}\left(\mathbf{R}_{\Pi}+\boldsymbol{\lambda}\mathbf{E}\right)\right\}=0,$$
(3)

$$\left\{ \left(\mathbf{R}_{\Pi} + \lambda \mathbf{E} \right)^{-1} \mathbf{R}_{c} \right\} \mathbf{w} = \mu \mathbf{w}.$$
 (4)

Практическое использование такого метода для адаптации МДФ в реальном масштабе времени связано с большими вычислительными затратами, так как кроме решения характеристического уравнения и системы линейных уравнений требуется оценка корреляционных матриц сигнала, помехи и отношения шумпомеха. Оптимизация окон отдельно в каждом доплеровском частотном канале в соответствии с полученными алгоритмами приводит к не-

возможности применения алгоритма БПФ и соответственно к потере его преимуществ перед алгоритмом дискретного преобразования Фурье (ДПФ). В то же время исследование эффективности таких оптимизированных алгоритмов определяет потенциальные возможности МДФ. Для исследования эффективности МДФ НПИ целесообразно применение среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) $\overline{\mu}$ и средней вероятности правильного обнаружения сигнала \overline{D} , которые введены в [14] и определяются следующими целевыми функциями:

$$\overline{\mu}(\mathbf{w}) = \frac{1}{N\Delta\psi_k} \times \sum_{k=0}^{N-1} \int_{\psi_k - \frac{\Delta\psi_k}{2}}^{\psi_k + \frac{\Delta\psi_k}{2}} \left[\frac{\mathbf{w}^{\mathrm{H}} \mathbf{R}_{\mathrm{c}} \mathbf{w}}{\mathbf{w}^{\mathrm{H}} (\mathbf{R}_{\mathrm{H}} + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{w}} (1 + \lambda) \right] d\phi_{\mathrm{c}}; (5)$$

$$\overline{D}(\mathbf{w}) = \frac{1}{N\Delta\psi_k} \times \sum_{k=0}^{N-1} \int_{\psi_k - \frac{\Delta\psi_k}{2}}^{\psi_k + \frac{\Delta\psi_k}{2}} \exp\left\{ \left[\ln(F) \mathbf{w}^{\mathrm{H}} (\mathbf{R}_{\mathrm{H}} + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{w} \right] \times \left[\mathbf{w}^{\mathrm{H}} (\mathbf{R}_{\mathrm{H}} + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{w} + q(1 + \lambda) \mathbf{W}^{\mathrm{H}} \mathbf{R}_{\mathrm{c}} \mathbf{w} \right]^{-1} \right\} d\phi_{\mathrm{c}}, (6)$$

где F – вероятность ложной тревоги; q – пороговое отношение сигнал-шум на входе системы обработки. В соответствии с этими критериями вектор весовой обработки оказывается одинаковым для всех каналов МДФ, что допускает использование алгоритма БПФ.

Методика проведения исследования. Для исследования эффективности МДФ при НПИ использовались зависимости:

– амплитудно-частотных характеристик (АЧХ)
 от номера частотного канала МДФ;

 – эффективности МДФ НПИ от вида весовых окон;

– усредненных параметров $\overline{\mu}$ и \overline{D} от глубины вобуляции периода повторения импульсов при оптимизации весовой обработки в соответствии с (5), (6);

$$-\overline{\mu}$$
 и \overline{D} от количества каналов МДФ (5), (6).

трации. При применении комбинированного метода в доплеровском процессоре используются модифицированный и классический алгоритмы БПФ. Выбирается зондирующий сигнал с двухпериодной вобуляцией частоты повторения импульсов (p = 2), при этом глубина вобуляции периода повторения импульсов:

$$v = \frac{T_0 - T_1}{T_0}.$$

Тогда выходной отчет k-го канала МДФ, вычисленный классическим и модифицированным алгоритмами БПФ на основе (1) и (2):

$$X_{k} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n} W_{N}^{2nk} + W_{N}^{k} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n+1} W_{N}^{2nk}, (7)$$
$$X_{k} = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n} W_{N}^{2nk} + e^{\frac{j2\pi k}{N}} W_{N}^{k} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n+1} W_{N}^{2nk}.$$
(8)

При использовании классического алгоритма БПФ из (7) элементы $\{w_n\}$ вектора обработки *k*-го канала МДФ \mathbf{w}_k определены как

$$w_n = W_N^{nk}; n = 0, 1, 2, ..., N - 1.$$

При использовании модифицированного алгоритма БПФ из (8) элементы $\{w_n\}$ вектора обработки *k*-го канала МДФ \mathbf{w}_k определяются как

$$w_n = \begin{cases} W_N^{nk} \text{ при } n = 0, 2, 4, ..., N - 2, \\ \frac{j2\pi k}{N} V_N^{nk} \text{ при } n = 1, 3, 5, ..., N - 1 \end{cases}$$

При применении комбинированного метода важно определить, в каких каналах МДФ используется классический, а в каких – модифицированный алгоритм, что зависит от относительной ширины спектра помехи. Так, при относительной ширине спектра помехи не более 0.1 следует применить классический алгоритм БПФ в каналах с межпериодной доплеровской фазой в пределах $0.8\pi...1.2\pi$ и модифицированный БПФ в остальных каналах.

Для сигнала с двухпериодной вобуляцией частоты повторения импульсов согласно [17] норми-

рованные корреляционные матрицы сигнала \mathbf{R}_{c} и помехи \mathbf{R}_{Π} имеют следующие элементы:

$$r_{jk}^{c} = \begin{cases} e^{-\pi\Delta F_{c}|j-k|}e^{-i2\pi f_{c}T_{0}(j-k)} \\ \Pi pu |j-k| - \text{четном}; \\ e^{-\pi\Delta F_{c}|j-k+v|}e^{-i2\pi f_{c}T_{0}(j-k+v)} \\ \Pi pu |j-k| - \text{нечетном и } k - \text{нечетном}; \\ e^{-\pi\Delta F_{c}|j-k-v|}e^{-i2\pi f_{c}T_{0}(j-k-v)} \\ \Pi pu |j-k| - \text{нечетном и } k - \text{четном}; \end{cases} \\ \begin{cases} \frac{-(\pi\Delta F_{\Pi}|j-k|)^{2}}{2.8} & \Pi pu |j-k| - \text{четном}; \\ e^{-(\pi\Delta F_{\Pi}|j-k+v|)^{2}} \\ 2.8 & \Pi pu |j-k| - \text{нечетном и } k - \text{четном}; \end{cases} \\ \begin{cases} \frac{-(\pi\Delta F_{\Pi}|j-k+v|)^{2}}{2.8} & \Pi pu |j-k| - \text{четном}; \\ e^{-(\pi\Delta F_{\Pi}|j-k+v|)^{2}} \\ 2.8 & \Pi pu |j-k| - \text{нечетном и } k - \text{нечетном}; \end{cases}$$
(9) \\ \end{cases} \\ \end{cases}

 $\left| \operatorname{при} \left| j - k \right| -$ нечетном и k – четном,

где $\Delta F_{\rm c}$ и $\Delta F_{\rm II}$ – соответственно, относитель-

ная ширина спектра сигнала и помехи; $j = 0 \dots N - 1$ и $k = 0 \dots N - 1$ – номера строк и столбцов матриц.

При оптимизации весовой обработки МДФ и анализе эффективности МДФ по выбранным критериям использованы следующие параметры:

 $\Delta F_{\rm c} = 0.01;$ $\Delta F_{\rm II} = 0.1;$ $\nu = 0.15;$ $\lambda = 10^{-5};$ $F = 10^{-8};$ $q = 10^{-2}$ и N = 16; собственный вектор матрицы $(\mathbf{R}_{\rm II} + \lambda \mathbf{E})^{-1} \mathbf{R}_{\rm c}$ определен в соответствии с (3) и (4). Результаты вычисления оптимальных векторов весовой обработки в каналах с номерами k = 0; 7; 15 в случаях эквидистантной последовательности импульсов (ЭПИ) и НПИ показаны в табл. 1, где n – номер элемента вектора оптимальной весовой обработки $\mathbf{w}_{\rm opt}$.

Из табл. 1 можно сделать следующие выводы:

 векторы оптимальной весовой обработки при обработке ЭПИ и НПИ различаются;

 при обработке НПИ векторы оптимальной весовой обработки 7-го и 15-го каналов мало отличаются друг от друга и их фазы линейно

k						
n	0		7		15	
	v = 0	v = 0.15	$\nu = 0$	v = 0.15	v = 0	v = 0.15
0	-0.0467	0.0082	$0.0339 e^{-j \cdot 1.9062}$	$0.0413 e^{-j \cdot 2.5444}$	$0.0345 e^{j \cdot 2.2338}$	$0.0414 e^{-2.5432}$
1	0.1749	0.0677	$0.1444 e^{j \cdot 1.1306}$	$0.1363 e^{j \cdot 0.5043}$	$0.1350 e^{-j \cdot 0.6138}$	$0.1363 e^{j \cdot 0.5048}$
2	-0.1941	0.2504	$0.2703 e^{j \cdot 4.0961}$	$0.2756 e^{j \cdot 3.4300}$	$0.2060 e^{-j \cdot 3.2333}$	$0.2756 e^{j \cdot 3.4300}$
3	-0.1043	0.2731	$0.3018 e^{j \cdot 6.9127}$	$0.3011 e^{j \cdot 6.2832}$	$0.1990 e^{-j \cdot 5.1911}$	$0.3011 e^{j \cdot 6.2832}$
4	0.3791	-0.1261	$0.2765 e^{j \cdot 9.5299}$	$0.2777 \ e^{j \cdot 8.8323}$	$0.2849 e^{-j \cdot 7.0218}$	$0.2777 \ e^{j \cdot 8.8320}$
5	-0.0940	0.4325	$0.2797 e^{j \cdot 12.2116}$	$0.2780 e^{j \cdot 11.5967}$	$0.2931 e^{-j \cdot 8.9591}$	$0.2780 e^{j \cdot 11.5959}$
6	-0.4177	-0.1370	$0.2851 e^{j \cdot 15.0554}$	$0.2817 e^{j \cdot 14.3764}$	$0.3374 e^{-j \cdot 10.6700}$	$0.2817 \ e^{j \cdot 14.3760}$
7	0.3027	-0.3693	$0.2792 e^{j \cdot 17.8259}$	$0.2818 e^{j \cdot 17.1955}$	$0.3430 e^{-j \cdot 12.5664}$	$0.2816 e^{j \cdot 17.1954}$
8	0.3027	0.3693	$0.2792 \ e^{j \cdot 20.5028}$	$0.2818 e^{j \cdot 19.8256}$	$0.3430 e^{-j \cdot 14,2592}$	$0.2816 e^{j \cdot 19.8250}$
9	-0.4177	0.1370	$0.2851 e^{j \cdot 23.2733}$	$0.2817 \ e^{j \cdot 22.6447}$	$0.3374 e^{-j \cdot 16.1556}$	$0.2817 \ e^{j \cdot 22.6444}$
10	-0.0940	-0.4325	$0.2797 \ e^{j \cdot 26.1171}$	$0.2780 e^{j \cdot 25.4243}$	$0.2931 e^{-j \cdot 17.8665}$	$0.2780 e^{j \cdot 25.4246}$
11	0.3791	0.1261	$0.2765 \ e^{j \cdot 28.7988}$	$0.2777 \ e^{j \cdot 28.1887}$	$0.2849 e^{-j \cdot 19.8038}$	$0.2777 \; e^{j \cdot 28.1885}$
12	-0.1043	0.2731	$0.3018 e^{j \cdot 31.4159}$	$0.3011 e^{j \cdot 30.7379}$	$0.1990 e^{-j \cdot 21.6345}$	$0.3012 e^{j \cdot 30.7373}$
13	-0.1941	-0.2504	$0.2703 e^{j \cdot 34.2326}$	$0.2756 e^{j \cdot 33.5910}$	$0.2060 e^{-j \cdot 23.5922}$	$0.2756 e^{j \cdot 33.5904}$
14	0.1749	0.0677	$0.1444 e^{j \cdot 37.1981}$	$0.1363 e^{j \cdot 36.5168}$	$0.1350 e^{-j \cdot 26.2118}$	$0.1363 e^{j \cdot 36.5156}$
15	-0.0467	-0.0082	$0.0339 e^{j \cdot 40.2348}$	$0.0413 e^{j \cdot 39.5655}$	$0.0345 e^{-j \cdot 29.0594}$	$0.0414 e^{j \cdot 39.5637}$

Табл. 1. Оптимальные коэффициенты весовой обработки в нескольких каналах многоканальной доплеровской фильтрации *Tab. 1.* Optimal coefficients of weight processing in several channels of multichannel Doppler filtration



Рис. 2. АЧХ, полученные различными алгоритмами обработки сигналов 0-го канала (*a*); 7-го канала (*б*); 15-го канала (*в*), и спектр помехи

Fig. 2. Frequency characteristics obtained by various signal processing algorithms of the 0^{th} channel (*a*), 7^{th} channel (*b*), 15^{th} channel (*b*) and the interference spectrum

возрастают, что связано с особенностью характеристик спектра помехи и сигнала с вобуляцией периода, которые обсуждаются далее.

Исследование зависимости формы АЧХ от номера частотного канала МДФ. При качественном анализе АЧХ в обозначенных выше каналах МДФ и их сопоставлении со спектром помехи по модели (9) удобнее использовать прямоугольное окно. Соответствующие АЧХ показаны на рис. 2, *а*–*в*, где нормированные АЧХ каналов МДФ при использовании классического БПФ изображены слева, при использовании модифицированного алгоритма БПФ (как и форма спектра сигнала) – в центре, а при оптимизации весовой обработки (по данным табл. 1) – справа. АЧХ каналов МДФ и спектр помехи показаны соответственно сплошными и штриховыми линиями. Анализ полученных АЧХ позволяет сделать следующие выводы:

1. При использовании модифицированного алгоритма БПФ в каналах МДФ в боковой лепесток АЧХ, согласованной со спектром сигнала с НПИ, попадает также главный лепесток спектра помехи. Это приводит к увеличению мощности помехи и снижению эффективности обработки по энергетическому критерию. Таким образом, использование модифицированного алгоритма БПФ, устраняя потери энергии сигнала на фоне шума, одновременно увеличивает мощность узкополосной помехи и снижает коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха + шум).

2. При использовании классического БПФ форма АЧХ одинакова для всех каналов МДФ (изменяется только положение максимума на

частотной оси), а формы АЧХ каналов МДФ с использованием модифицированного БПФ не повторяются в пределах однозначной доплеровской частоты. Поэтому характеристики обнаружения сигнала каналов сильно зависят от глубины вобуляции периода повторения.

3. При оптимизации весовой обработки паразитный боковой лепесток АЧХ каналов МДФ подавляется в каналах, в которых он перекрывается с главным лепестком спектра помехи, до некоторого оптимального уровня, определяемого компромиссом между накоплением сигнала и подавлением помехи. Благодаря этому энергетический критерий достигает больших значений, чем при использовании алгоритма БПФ.

Сравнительный анализ эффективности МДФ НПИ и ЭПИ при различных весовых окнах. Проведем анализ среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала при оптимизации весовой обработки и применении комбинированного метода с различными известными весовыми окнами (табл. 2). Весовые окна 1–6 не зависят от параметра формы окна, а 7–8 зависят от параметра окна α. Оптимальные коэффициенты весовой обработки определяются решением уравнений (3) и (4). По данным табл. 2 можно сделать следующие выводы:

1. Применение весовых окон значительно повышает эффективность МДФ НПИ. Так в ряде случаев при отсутствии весовой обработки обнаружение сигнала практически невозможно. При использовании алгоритма БПФ (комбинированный метод) максимум средней вероятности обнаружения сигнала при заданных условиях достигается использованием окна Кайзера–Бесселя с параметром $\alpha = 4.42$ и получен методом одномерной оптимизации.

2. Отметим, что в ряде случаев оптимизация \overline{D} и $\overline{\mu}$ приводит к неоднозначным результатам. Это связано с тем, что вероятность правильного обнаружения сигнала при достижении значений, близких к единице, перестает расти с дальнейшим ростом отношения сигнал-(помеха + шум). В большинстве случаев следует отдавать предпочтение критерию $\overline{D} \rightarrow$ max.

3. Оптимизация весовой обработки отдельно для каждого канала обеспечивает максимальную эффективность МДФ по каждому из рассматриваемых критериев, однако в этом случае невозможно применение алгоритма БПФ, так как он требует одинакового взвешивания отсчетов обрабатываемой последовательности. В этом случае МДФ реализуется алгоритмом ДПФ.

4. При использовании алгоритмов БПФ эффективность по критериям \overline{D} и $\overline{\mu}$ в случае ЭПИ выше, чем в случае НПИ. Однако при оптимизации весовой обработки \overline{D} и $\overline{\mu}$ в случае НПИ выше, чем для ЭПИ.

Исследование зависимостей $\overline{\mu}$ и \overline{D} от глубины вобуляции периода повторения импульсов при оптимизации весовой обработки. Результаты такого анализа при изменении глубины вобуляции периода v = 0...0.3 представлены на рис. 3.

Табл. 2. Средний по частотным каналам коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) и средняя вероятность правильного обнаружения сигнала

N₂	0	$\overline{\mu}(\mathbf{w})$, дБ		$\overline{D}(\mathbf{w})$	
	Окно	v = 0	v = 0.15	v = 0	v = 0.15
1	Прямоугольное	19.38	19.58	0.01	0.01
2	Блэкмана–Хэрриса	32.02	24.91	0.47	0.38
3	Треугольное	30.6	27.29	0.49	0.42
4	Хэмминга	29.3	27.90	0.51	0.45
5	Блэкмана	34.5	27.08	0.53	0.45
6	Гаусса	32.6	28.65	0.55	0.48
7	Дольфа-Чебышева (а = 2.43)	33.7	29.90	0.56	0.50
8	Кайзера-Бесселя (α = 4.42)	34.4	30.06	0.57	0.50
9	Оптимальное	50.6	53.18	0.88	0.92

Tab. 2. The signal-(clutter + noise) ratio improvement coefficient averaged over frequency channels and the average probability of correct signal detection







На их основе можно сделать следующие выводы:

1. Оптимизация весовой обработки обеспечивает высокие значения выбранных критериев эффективности в диапазоне рассмотренных значений глубины вобуляции периода повторения импульсов. Это связано с устранением при оптимизации весовой обработки недостатков, отмеченных ранее. Помеха более эффективно подавляется, что приводит к увеличению среднего выигрыша в отношении сигнал-(помеха + шум) и повышению средней вероятности правильного обнаружения.

2. С увеличением глубины вобуляции средняя вероятность правильного обнаружения сигнала и средний коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) увеличиваются, так как форма АЧХ при МДФ соответствует форме спектра сигнала, в котором также присутствует боковой лепесток, характерный для сигнала с вобуляцией периода повторения. В этих каналах оптимальный фильтр приоритетно усиливает мощность сигнала в боковом лепестке по сравнению с усилением сигнала в главном лепестке, перекрываемом помехой. В результате помеха подавляется, а мощность сигнала несколько увеличивается за счет его накопления в боковом лепестке АЧХ (см. рис. 2, *в*).

3. Значения $\overline{\mu}$ и \overline{D} снижаются при дальнейшем возрастании глубины вобуляции периода повторения импульсов, так как при этом уровень бокового лепестка спектра помехи чрезмерно увеличивается.





На рис. 4 представлена зависимость спектральной плотности мощности помехи от частоты, соответствующая корреляционным коэффициентам (9) с различными значениями глубины вобуляции повторения периода импульсов. Из рис. 4 видно, что при перекрытии главного лепестка спектра сигнала боковым лепестком спектра помехи ее невозможно подавить до необходимого уровня.

Исследование зависимостей $\overline{\mu}$ и \overline{D} от количества каналов МДФ. Анализ проведен при фиксированной глубине вобуляции v = 0.15, $\lambda = 10^{-5}$ и изменении количества каналов МДФ в пределах N = 16...128. Результаты, представленные на рис. 5, получены с применением оптимизации весовой обработки.

ть оокового лепестка спектра помехи На их основе можно сделать основные рно увеличивается. выводы:

Оптимизация алгоритма весовой обработки в многоканальной доплеровской фильтрации Optimization of the Weight Processing Algorithm in Multichannel Doppler Filtering



Рис. 5. Зависимости среднего коэффициента по частотным каналам улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) (*a*) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала (*б*) от количества каналов

Fig. 5. Dependences of the signal-(clutter + noise) ratio improvement coefficient averaged over frequency channels (*a*) and the average probability of correct signal detection (δ) on the number of channels

1. С увеличением количества каналов значения μ и \overline{D} повышаются ввиду возрастающего эффекта когерентного накопления сигнала.

2. Значение среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) имеет постоянную тенденцию к возрастанию с увеличением количества каналов, а средняя вероятность правильного обнаружения сигнала имеет выраженную тенденцию к "насыщению". Это связано с тем, что в каналах МДФ с малым влиянием помехи вероятность правильного обнаружения сигнала уже близка к единице и дальнейшее увеличение коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) не приводит к положительному эффекту.

3. При $\lambda = 10^{-5}$ и количестве каналов, большем 64, проявляется явление "насыщения" средней вероятности правильного обнаружения сигнала. При других значениях параметров λ и порогового сигнала такой эффект будет наступать при другом количестве каналов.

Заключение. Исследование выполнено для практического повышения эффективности МДФ НПИ по критериям среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) $\overline{\mu}$ и средней вероятности правильного обнаружения сигнала \overline{D} .

В результате показано, что значения $\overline{\mu}$ и \overline{D} сильно зависят от количества каналов МДФ и глубины вобуляции периода повторения импульсов. Для исследования использовались следующие параметры сигнала и помех: $\Delta F_{\rm c} = 0.01; \quad \Delta F_{\rm II} = 0.1; \quad \nu = 0.15; \quad \lambda = 10^{-5};$ $F = 10^{-8}; \quad q = 10^{-2}$ и N = 16.

Общее для всех каналов МДФ окно Кайзера–Бесселя с параметром окна $\alpha = 4.42$ обеспечивает наибольший усредненный по каналам МДФ коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха + шум), равный 30.06 дБ, и наибольшую усредненную по каналам МДФ вероятность правильного обнаружения сигнала, равную 0.5 при обработке НПИ. При этом структура МДФ допускает использование комбинированного алгоритма БПФ.

Оптимизация весовой обработки МДФ при указанных условиях позволяет значительно повысить используемые усредненные характеристики эффективности, соответственно, до 53.18 дБ и до 0.92. Однако используемая при этом раздельная оптимизация весовых окон для каждого частотного канала при обработке НПИ обеспечивает эти преимущества ценой отказа от применения БПФ, т. е. в рамках алгоритма ДПФ.

Список литературы

1. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2015. 437 с.

2. Бакулев П. А., Степин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.

3. Roy R., Lowenschuss O. Design of MTI detection filter with nonunifoum interpulse periods // IEEE Transactions on Circuit Theory. 1970. Vol. 17, iss. 4. P. 604–612. doi: 10.1109/TCT.1970.1083195

4. Thomas H. W., Abram T. M. Stagger period selection for moving-target radar // Proc. of the Institution of Electrical Eng. 1976. Vol. 123, iss. 3. P. 195– 199. doi: 10.1049/piee.1976.0045

5. Tang T., Wu C., Elangage J. A. Signal Processing Algorithm of Two-Phase Staggered PRI and

Slow Time Signal Integration for MTI Triangular FMCW Multi-Target Tracking Radars // Sensors. 2021. Vol. 21, iss. 7. P. 2296. doi: 10.3390/s21072296

6. Новосельцев Л. Я., Флягин А. Е. Обработка сигналов РЛС при вобуляции частоты повторения зондирующих импульсов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1975. Т. 20, № 3. С. 40–45.

7. Murakami T., Jonson R. S. Clutter suppression by use of weighted pulse trains // RCA Review. 1971. Vol. 32, N_{2} 3. P. 402–428.

8. Ispir M., Candan C. On the Design of Staggered Moving Target Indicator Filters // IET Radar Sonar Navig. 2016. Vol. 10, iss. 1. P. 205–215. doi: 10.1049/iet-rsn.2015.0175

9. Tuszynski M., Wojtkiewicz A., Klembowski W. Bimodal clutter MTI filter for staggered PRF radars // IEEE Intern. Conf. on Radar, Arlington, USA, 07–10 May 1990. IEEE, 1990. P. 176–180. doi: 10.1109/RADAR.1990.201158

10. Богатов А. Д., Костров В. В., Терсин В. В. Алгоритм совместной оценки частоты Доплера и ее производной по пачке неэквидистантных радиоимпульсов // Радиотехника. 2007. № 6. С. 55–59.

11. Попов Д. И. Синтез и анализ обнаружителей-измерителей доплеровских сигналов // Цифровая обработка сигналов. 2023. № 2. С. 32–37.

12. Doerry A. W. Radar Doppler Processing with Nonuniform PRF // Proc. of the SPIE 10633. Radar

Sensor Technology XXII, Orlando, USA, 2018. Vol. 10633. P. 19. doi: 10.1117/12.2303453

13. Anju P., Bazil Raj A. A., Shekhar C. Pulse Doppler Processing – A Novel Digital Technique // 4th Intern. Conf. on Intelligent Computing and Control Systems (ICICCS), Madurai, India, 13–15 May 2020. IEEE, 2020. P. 1089–1095. doi: 10.1109/ ICICCS48265.2020.9120950

14. Кошелев В. И. Многоканальная доплеровская фильтрация радиолокационных сигналов // Радиотехника. 2012. № 3. С. 30–35.

15. Белокуров В. А., Кошелев В. И., Логинов С. Н. Реализация алгоритмов доплеровской фильтрации сигналов на базе современных сигнальных процессоров Analog Device // Вопр. радиоэлектроники. 2010. Т. 2, № 3. С. 65–76.

16. Кошелев В. И. Когерентная фильтрация неэквидистантных последовательностей импульсов в системах первичной обработки радиолокационных систем // Успехи современной радиоэлектроники. 2014. № 10. С. 16–22.

17. Кошелев В. И., Чинь Н. Х. Эффективность многоканальной доплеровской фильтрации неэквидистантных последовательностей импульсов // Цифровая обработка сигналов. 2023. № 2. С. 3–8.

18. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

Информация об авторах

Кошелев Виталий Иванович – доктор технических наук (2003), профессор, заведующий кафедрой радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета им. В. Ф. Уткина. Автор более 340 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация; радионавигация; спектральный анализ. Адрес: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина, ул. Гагарина, д. 59/1,

Рязань, 390005, Россия

E-mail: koshelev.v.i@rsreu.ru

http://orcid.org/0000-0002-8666-8460

Чинь Нгок Хиеу – специалист по направлению "Специальные радиотехнические системы", аспирант кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета им. В. Ф. Уткина. Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина, ул. Гагарина, д. 59/1, Рязань, 390005, Россия

E-mail: ngochieu.radioscientist@mail.ru http://orcid.org/0009-0001-6572-1525

References

1. Bakulev P. A. *Radiolokatsionnye sistemy* [Radar Systems]. Moscow, *Radiotekhnika*, 2015, 437 p. (In Russ.)

2. Bakulev P. A., Stepin V. M. *Metody i ustroistva selektsii dvizhushchikhsya tselei* [Methods and Devices of Selection of Moving Targets]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1986, 288 p. (In Russ.)

3. Roy R., Lowenschuss O. Design of MTI Detection Filter with Nonunifoum Interpulse Periods. IEEE Transactions on Circuit Theory. 1970, vol. 17, iss. 4, pp. 604–612. doi: 10.1109/TCT.1970.1083195

4. Thomas H. W., Abram T. M. Stagger Period Se-

lection for Moving-Target Radar. Proc. of the Institution of Electrical Eng. 1976, vol. 123, iss. 3, pp. 195– 199. doi: 10.1049/piee.1976.0045

5. Tang T., Wu C., Elangage J. A. Signal Processing Algorithm of Two-Phase Staggered PRI and Slow Time Signal Integration for MTI Triangular FMCW Multi-Target Tracking Radars. Sensors. 2021, vol. 21, iss. 7, p. 2296. doi: 10.3390/s21072296

6. Novoseltsev L. Ya., Flyagin A. E. Processing of Radar Signals at the Wobble of the Frequency of Repetition of Probing Pulses. Izv. of Higher Educational Institutions.

Radioelectronics. 1975, vol. 20, no. 3, pp. 40-45. (In Russ.)

7. Murakami T., Jonson R. S. Clutter Suppression by Use of Weighted Pulse Trains. RCA Review. 1971, vol. 32, no. 3, pp. 402–428.

8. Ispir M., Candan C. On the Design of Staggered Moving Target Indicator Filters. IET Radar Sonar Navig. 2016, vol. 10, iss. 1, pp. 205–215. doi: 10.1049/ietrsn.2015.0175

9. Tuszynski M., Wojtkiewicz A., Klembowski W. Bimodal Clutter MTI Filter for Staggered PRF Radars. IEEE Intern. Conf. on Radar, Arlington, USA, 07–10 May 1990. IEEE, 1990, pp. 176–180. doi: 10.1109/RADAR.1990.201158

10. Bogatov A. D., Kostrov V. V., Tersin V. V. Algorithm for Joint Estimation of the Doppler Frequency and Its Derivative By a Bundle of Non-Equidistant Radio Pulses. J. Radioengineering. 2007, no. 6, pp. 55–59. (In Russ.)

11. Popov D. I. Synthesis and Analysis of Doppler Signal Detectors and Meters. Digital Signal Processing. 2023, no. 2, pp. 32–37. (In Russ.)

12. Doerry A. W. Radar Doppler Processing with Nonuniform PRF. Proc. of the SPIE 10633. Radar Sensor Technology XXII, Orlando, USA, 2018, vol. 10633, p. 19. doi: 10.1117/12.2303453 13. Anju P., Bazil Raj A. A., Shekhar C. Pulse Doppler Processing - A Novel Digital Technique. 4th Intern. Conf. on Intelligent Computing and Control Systems (ICICCS), Madurai, India, 13–15 May 2020. IEEE, 2020, pp. 1089–1095. doi: 10.1109/ICICCS48265.2020.9120950

14. Koshelev V. I. Multichannel Doppler Filtering of Radar Signals. J. Radioengineering. 2012, no. 3, pp. 30–35. (In Russ.)

15. Belokurov V. A., Koshelev V. I., Loginov S. N. Realization Algorithms of the Doppler Filtration by the Instrumentality of DSP Analog Device. *Voprosy radioelektroniki*. 2010, vol. 2, no. 3, pp. 65–76. (In Russ.)

16. Koshelev V. I. Coherent Filtering Nonequidistant Pulse Sequences in Primary Processing of Radar Systems. Successes of Modern Radio Electronics. 2014, no. 10, pp. 16–22. (In Russ.)

17. Koshelev V. I., Trinh N. H. Efficiency of Multichannel Doppler Filtering of Non-Equivalent Pulse Sequences. Digital Signal Processing. 2023, no. 2, pp. 3–8. (In Russ.)

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

Information about the authors

Vitaly I. Koshelev, Dr Sci. (Eng.) (2003), Professor, Head of the Department of Radio Engineering Systems of the Ryazan State Radio Engineering University n. a. V. F. Utkin. The author of more than 340 scientific publications. Area of expertise: radar; radio navigation; spectral analysis.

Address: Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin, 59/1, Gagarin St., Ryazan 390005, Russia E-mail: koshelev.v.i@rsreu.ru

http://orcid.org/0000-0002-8666-8460

Trinh Ngoc Hieu, a specialist in "Special Radio Engineering Systems", Postgraduate student of the Department of Radio Engineering Systems of the Ryazan State Radio Engineering University n. a. V. F. Utkin. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: radar and digital signal processing.

Address: Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin, 59/1, Gagarin St., Ryazan 390005, Russia E-mail: ngochieu.radioscientist@mail.ru

http://orcid.org/0009-0001-6572-1525

Микро- и наноэлектроника УДК 621.315.592.4 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2024-27-2-105-118

Научная статья

Газовые сенсоры на основе наноструктур двойных и тройных оксидных систем

С. С. Налимова^{1⊠}, В. А. Мошников¹, З. В. Шомахов², В. М. Кондратьев^{3,4}

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

²Кабардино-Балкарский государственный университет им. Х. М. Бербекова, Нальчик, Россия

³ Московский физико-технический институт (национальный исследовательский университет), Долгопрудный, Россия

⁴Санкт-Петербургский национальный исследовательский Академический университет им. Ж. И. Алферова Российской академии наук, Санкт-Петербург, Россия

⊠ sskarpova@list.ru

Аннотация

Bведение. Наноматериалы на основе бинарных и многокомпонентных оксидных систем представляют интерес для разработки катализаторов, фотокатализаторов, газовых сенсоров, солнечных элементов, а также во многих других областях. Для получения оксидных систем различного состава наиболее эффективными методами являются методы химического соосаждения, а также двухстадийные подходы.

Цель работы. Разработка сенсорных наноматериалов на основе ZnO, тройных оксидных наносистем Zn–Fe–O и Zn–Sn–O, а также разработка методов диагностики особенностей свойств этих материалов.

Материалы и методы. В данной статье методом химического соосаждения синтезированы нанопорошки ZnO и ZnFe₂O₄, а также получены наноструктуры ZnFe₂O₄ и Zn₂SnO₄ модифицированием наностержней ZnO. Химический состав и микроструктура поверхности исследованы с помощью растровой электронной микроскопии, дифракции обратнорассеянных электронов, рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии. Проанализирован отклик образцов к парам органических растворителей.

Результаты. Обнаружено, что величина отклика образцов оксида цинка и цинкового феррита, полученных методом химического соосаждения, на 2–4 порядка больше, чем модифицированных наностержней оксида цинка. Формирование тройных оксидных наноструктур приводит к увеличению сенсорного отклика наностержней оксида цинка. Этот эффект объяснен образованием адсорбционных центров различного типа при формировании таких систем. Образцы, полученные химическим соосаждением, показали чрезвычайно высокий сенсорный отклик. Это может быть связано с формированием фрактальных структур со свойствами перколяционного кластера на границе порога протекания.

Заключение. Химическим соосаждением получены оксидные наноструктуры ZnO и ZnFe₂O₄, проявляющие очень высокий сенсорный отклик к парам ацетона и этанола. Разработаны способы формирования многокомпонентных оксидных систем, обладающих улучшенными сенсорными свойствами по сравнению с исходными наностержнями оксида цинка. Полученные сенсорные наноматериалы перспективны для использования в качестве чувствительных слоев газовых сенсоров для обнаружения паров органических растворителей.

Ключевые слова: оксид металла, газовый сенсор, наноструктуры, химическое соосаждение, гидротермальный синтез

Для цитирования: 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

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 16.02.2024; принята к публикации после рецензирования 18.03.2024; опубликована онлайн 29.04.2024



Micro- and Nanoelectronics

Original article

Gas Sensors Based on Nanostructures of Binary and Ternary Oxide Systems

Svetlana S. Nalimova^{1⊠}, Vyacheslav A. Moshnikov¹, Zamir V. Shomakhov², Valeriy M. Kondratev^{3,4}

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia
²Kabardino-Balkarian State University n. a. H. M. Berbekov, Nalchik, Russia
³Moscow Institute of Physics and Technology, Dolgoprudny, Russia
⁴Alferov University, St Petersburg, Russia

⊠ sskarpova@list.ru

Abstract

Introduction. Nanomaterials based on binary and multicomponent oxides are of interest for the development of catalysts, photocatalysts, gas sensors, solar cells, as well as in other fields. The most effective methods to produce oxide systems of various compositions are those of chemical co-deposition, as well as two-stage approaches.

Aim. To develop sensor nanomaterials based on ZnO, Zn–Fe–O, and Zn–Sn–O ternary oxide nanosystems, as well as to develop methods for assessing their properties.

Materials and methods. ZnO and ZnFe₂O₄ nanopowders were synthesized by chemical coprecipitation, and ZnFe₂O₄ and Zn₂SnO₄ nanostructures were produced by modifying ZnO nanowires. The surface chemical composition and microstructure were studied using scanning electron microscopy, backscattered electron diffraction, and X-ray photoelectron spectroscopy. The sensor responses of the samples to vapors of organic solvents were analyzed.

Results. The response value of zinc oxide and zinc ferrite samples synthesized by chemical coprecipitation was found to be 2–4 orders of magnitude higher than that of modified zinc oxide nanowires. The formation of ternary oxide nanostructures led to an increase in the sensor response of zinc oxide nanowires. This effect can be explained by the formation of adsorption sites of various types during formation of such systems. The samples produced by chemical coprecipitation showed an extremely high sensor response. This may be due to the formation of fractal structures at the percolation threshold.

Conclusion. ZnO and ZnFe₂O₄ oxide nanostructures produced by chemical coprecipitation exhibit a high sensor response to acetone and ethanol vapors. Methods for the formation of multicomponent oxide systems with improved sensor properties compared to the original zinc oxide nanowires were developed. The resultant sensor nanomaterials are promising for use as sensitive layers of gas sensors for detecting organic solvent vapors.

Keywords: metal oxide, gas sensor, nanostructures, chemical coprecipitation, hydrothermal synthesis

For citation: Nalimova S. S., Moshnikov V. A., Shomakhov Z. V., Kondratev V. M. Gas Sensors Based on Nanostructures of Binary and Ternary Oxide Systems. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 105–118. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-105-118

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

Submitted 16.02.2024; accepted 18.03.2024; published online 29.04.2024

Введение. В настоящее время активно разрабатываются наносистемы на основе бинарных и многокомпонентных оксидов со свойствами, которые обуславливают возможность их применения в различных областях, например источниках света [1], прозрачных проводящих покрытиях [2], фотодетекторах [3], газовых сенсорах [4, 5], фотоэлектрохимическом расщеплении воды [6], фотовольтаике [7, 8], катализе [9, 10]. ность многокомпонентных оксидных систем в ряде случаев может существенно увеличиваться по сравнению с отдельными их компонентами [11, 12]. При этом такое улучшение свойств может быть использовано при создании как эффективных катализаторов, в том числе фотокатализаторов [13, 14], так и газовых сенсоров [15–17]. Традиционно научные группы, занимающиеся катализом, анализируют процессы на поверхности материалов [18]. Примером

Обнаружено, что каталитическая актив-

Газовые сенсоры на основе наноструктур двойных и тройных оксидных систем Gas Sensors Based on Nanostructures of Binary and Ternary Oxide Systems таких каталитических процессов являются реакции с изменением валентности, например реакция Фентона [19].

Принцип работы газовых сенсоров определяется перераспределением электронной плотности, а также протекающего через сенсор тока в зависимости от поверхностных процессов. В этом случае становятся важными требования перколяции и минимальных размеров [20]. Одними из наиболее информативных методов для анализа этих свойств являются спектроскопия импеданса и рентгеновская фотоэлектронная спектроскопия.

Разработаны методы получения наночастиц многокомпонентных оксидов металлов, такие как золь-гель [20–23], гидротермальный синтез [24–26], соосаждение [27, 28] и микроэмульсионный метод [29]. Среди них метод химического соосаждения выделяется простотой, экономической эффективностью, низкими температурами и малым временем синтеза [30]. При этом основным его недостатком является склонность образующихся наночастиц к агломерации.

Для получения структур тройных оксидных систем с требуемой морфологией поверхности, например в виде одномерных объектов, применяются двухэтапные методы [31]. Основная идея состоит в том, что на первом этапе задают форму объекта, при этом синтезируют бинарный оксидный материал, а на втором этапе добавляют дополнительный компонент.

Целью описанных исследований является разработка сенсорных наноматериалов на основе ZnO, тройных оксидных наносистем Zn–Fe–O и Zn–Sn–O, а также разработка методов диагностики особенностей химического состава поверхности и электрофизических свойств этих материалов для применения в газовой сенсорике.

Методы. Наноструктуры оксида цинка и цинкового феррита были получены методом химического соосаждения.

Порошок ZnO был получен из водного раствора Zn(CH₃COO)₂·2H₂O. В раствор соли добавлялся водный раствор NH₄OH при постоянном перемешивании до достижения pH = 7. Для удаления непрореагировавших ионов проводился диализ полученных смесей в течение суток. Раствор с осадком помещали внутри полупроницаемого мешочка, который снаружи омывался часто сменяемой водой. Содержание

осажденных гидроксидов оставалось постоянным, так как мембрана непроницаема для них, а непрореагировавщие ионы постепенно диффундировали в воду и удалялись. После этого осадок центрифугировался, сушился 24 ч при температуре 80 °С, а затем отжигался 3 ч при 350 °С. Порошок ZnFe₂O₄ был получен методом химического соосаждения из водного раствора $Zn(NO_3)_2 \cdot 6H_2O$ и $Fe(NO_3)_3 \cdot 9H_2O$ при молярном соотношении Zn:Fe = 1:2. В качестве осадителя использовался водный раствор NaOH, который при постоянном перемешивании добавлялся к раствору солей до значения pH = 9. После перемешивания реакционной смеси в течение 1 ч при 70 °С и последующего диализа в течение суток осадок был центрифугирован и высушен при 120 °С. Порошок отжигали в течение 2 ч при температуре 500 °C.

Слои тройных оксидных систем Zn–Fe–O и Zn–Sn–O получены в результате постобработки наностержней оксида цинка.

Первым этапом синтеза наностержней оксида цинка являлось получение зародышевого слоя наночастиц оксида цинка. Для этого водный раствор Zn(CH₃COO)₂·2H₂O с концентрацией 0.005 моль/л распределяли по поверхности вращающейся подложки. Полученные слои отжигали при 500 °С в течение 15 мин. Гидротермальный синтез проводили при помещении подложек с предварительно синтезированными наночастицами оксида цинка в раствор, содержащий нитрат цинка и гексаметилентетрамин в эквимолярных концентрациях (0.025 моль/л), и выдержке при 85 °C в течение 60 мин. Полученные образцы промывали дистиллированной водой, сушили при комнатной температуре и отжигали в течение 30 мин при температуре 500 °C.

На основе полученных наностержней оксида цинка были синтезированы многокомпонентные оксидные наноструктуры.

Для модифицирования оксида цинка железом слои, состоящие из массивов наностержней оксида цинка, помещали в водный раствор сульфата железа $Fe_2SO_4 \cdot 7H_2O$ с концентрацией 0.025 моль/л и выдерживали при комнатной температуре в течение 30 мин, после чего промывали дистиллированной водой, высушивали при комнатной температуре и отжигали при 500 °C в течение 30 мин. Модифицирование оксида цинка оловом осуществляли при гидротермальной обработке наностержней ZnO в водно-спиртовом растворе ($60 \% H_2O$, $40 \% C_3H_7OH$) станната калия $K_2SnO_3 \cdot 3H_2O$ (0.005 моль/л) и мочевины CH_4N_2O (0.156 моль/л). Синтез проводили при температуре 170 °C в течение 30 мин. После этого образцы промывали дистиллированной водой, сушили на воздухе и отжигали при 500 °C в течение 15 мин.

Исследование полученных образцов проводили методом растровой электронной микроскопии (РЭМ) и дифракции обратнорассеянных электронов (Zeiss Supra 25, Zeiss, Германия). Диагностику методом рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии выполняли на спектрометре K-Alpha (Thermo Scientific, США) с использованием монохроматического источника рентгеновского излучения Al K α ($\lambda = 1486.6$ эВ). Остаточное давление в аналитической камере составляло ~ 4 · 10⁻⁹ мбар.

Сенсорные свойства полученных образцов проанализированы при воздействии паров органических растворителей (ацетон, изопропанол, этанол) с концентрацией 1000 ррт. Сенсорный отклик S рассчитывали как отношение сопротивления образца в атмосфере воздуха к его сопротивлению в присутствии целевого газа. Электрофизические свойства образцов, полученных методом химического соосаждения, исследовали с помощью спектроскопии импеданса в частотном интервале от 100 Гц до 1 МГц. Из оксидных нанопорошков, синтезированных методом химического соосаждения, были получены таблетки, на поверхность которых были нанесены контактные площадки с помощью контактола.

Результаты. Первым этапом метода химического соосаждения является растворение солей металлов в воде. Конденсация обычно начинается с кислотно-основных реакций при добавлении основания к низковалентным аквакатионам или кислоты к высоковалентным окси-анионам. Размер конденсированных частиц зависит от многих параметров, таких как pH, концентрация или температура, но главным среди них является соотношение концентрации гидроксильных групп и катионов металла. Реакции ионов Zn^{2+} и Fe³⁺ с ионами OH⁻ гидроксида аммония или гидроксида натрия приводят к образованию осадков $Zn(OH)_2$ и Fe(OH)₃. При их отжиге образуются оксиды ZnO и α -Fe₂O₃. Если осадок содержит гидроксиды цинка и железа, то в результате отжига образуется ZnFe₂O₄.

.....

Таким образом, химическое соосаждение оксида цинка и цинкового феррита включает следующие химические реакции [32]:

$$Zn^{2+} + 2OH^{-} \rightarrow Zn(OH)_2 \rightarrow ZnO + H_2O;$$

 $Fe^{3+} + 6OH^{-} \rightarrow 2Fe(OH)_3;$
 $Zn(OH)_2 + 2Fe(OH)_3 \rightarrow ZnFe_2O_4 + 4H_2O.$

Наночастицы оксида цинка, используемые в качестве зародышевого слоя при получении наностержней оксида цинка, образуются следующим образом:

$$Zn(CH_{3}COO)_{2} + 2H_{2}O \rightarrow 2CH_{3}COOH + Zn(OH)_{2};$$
$$Zn(OH)_{2} \rightarrow ZnO + H_{2}O.$$

В результате гидротермального синтеза происходят следующие процессы, приводящие к формированию наностержней оксида цинка:

$$(CH_2)_6N_4 + 6H_2O \rightarrow 6HCHO + 4NH_3;$$

$$NH_3 + H_2O \rightarrow NH_4^+ + OH^-;$$

$$Zn(NO_3)_2 \rightarrow Zn^{2+} + 2NO_3^-;$$

$$Zn^{2+} + 2OH^- \rightarrow ZnO + H_2O.$$

При модифицировании наностержней оксида цинка железом, в водном растворе, содержащем сульфат железа и оксид цинка, происходят следующие процессы:

$$4Fe^{2+} + 6H_2O + O_2 \rightarrow 4FeOOH + 8H^+;$$

$$ZnO_{(noB)} + 2H^+ \rightarrow Zn^{2+} + H_2O;$$

$$Zn^{2+} + 2H_2O \rightarrow Zn(OH)_2 + 2H^+;$$

$$2FeOOH + Zn(OH)_2 \rightarrow ZnFe_2O_4 + 2H_2O.$$

Рассмотрим образование станната цинка в результате взаимодействия наностержней оксида цинка со станнатом калия и мочевиной в гидротермальных условиях. При гидролизе мочевины образуются ионы OH^- , которые реагируют с H_2SnO_4 , образующейся при гидролизе станната калия. В результате образуются ионы $[Sn(OH)_6]^{2^-}$,
при взаимодействии которых с наностержнями ZnO протекает следующая реакция:

 $ZnO + [Sn(OH)_6]^{2-} \rightarrow ZnSnO_3 + 2H_2O + 2OH^{-}$

или

$$2\text{ZnO} + [\text{Sn(OH)}_6]^{2-} \rightarrow \text{Zn}_2\text{SnO}_4 + 2\text{H}_2\text{O} + 2\text{OH}^-.$$

На рис. 1 и 2 приведены результаты исследования полученных образцов методом растровой электронной микроскопии. Показано, что полученный химическим соосаждением нанопорошок ZnO состоит из частиц размером от 10 до 200 нм, а размер наночастиц ZnFe₂O₄ составляет около 10 нм. В результате модифицирования наностержней оксида цинка в растворе сульфата железа происходит незначительное растворение наностержней с формированием на их поверхности неравномерного по толщине слоя (рис. 2, *a*). Поверхность наностержней оксида цинка после их гидротермальной обработки в растворе станната калия покрыта однородным слоем (рис. 2, *б*).

Далее проведен анализ состава полученных нанообъектов двойных и тройных оксидных систем. Для этого был применен метод рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии, позволяющий проанализировать особенности окружения атомов на поверхности, а следовательно, и формирование сложных многокомпонентных наноструктур.

На рис. 3 представлены спектры ZnFe₂O₄, полученного методом химического соосаждения, а также тройных оксидных систем Zn–Fe–O и Zn–Sn–O. На всех спектрах присутствуют пики элементов, соответствующих химической формуле исследуемых материалов, а также углерод, всегда присутствующий на поверхности [33, 34].

Проведен анализ спектров остовных уровней железа и олова в образцах, полученных



Puc. 1. РЭМ-изображения оксидных наноструктур, полученных методом химического соосаждения: a - ZnO; $\delta - \text{ZnFe}_2\text{O}_4$ *Fig. 1.* SEM images of oxide nanostructures produced by chemical coprecipitation: a - ZnO; $\delta - \text{ZnFe}_2\text{O}_4$



Рис. 2. РЭМ-изображения оксидных наностурктур, полученных модифицированием наностержней оксида цинка: *a* – Zn–Fe–O; *б* – Zn–Sn–O

Fig. 2. SEM images of oxide nanostructures produced by modifying zinc oxide nanowires: a - Zn-Fe-O; $\delta - Zn-Sn-O$



Рис. 3. Рентгеновские фотоэлектронные спектры синтезированных образцов: *a* – ZnFe₂O₄, полученный методом химического соосаждения; *б* – Zn–Fe–O, полученный постобработкой наностержней оксида цинка; *в* – Zn–Sn–O, полученный постобработкой наностержней оксида цинка (*1* – Zn2*p*; *2* – O1*s*; *3* – C1*s*; *4* – Sn3*d*; *5* – Fe2*p*) *Fig. 3.* X-ray photoelectron spectra of synthesized samples: *a* – ZnFe₂O₄ produced by chemical coprecipitation; *б* – Zn–Fe–O produced by post-treatment of zinc oxide nanowires; *e* – Zn–Sn–O produced by post-treatment of zinc oxide nanowires; *i* – Sn3*d*; *5* – Fe2*p*)

модифицированием наностержней оксида цинка, который позволяет оценить степень окисления данных элементов и эффективность проведенного синтеза. На спектре уровня Fe2p (рис. 4, *a*) присутствуют два пика: Fe2p_{3/2} (710.9 эВ) и Fe2p_{1/2} (724.6 эВ), образующиеся вследствие спин-орбитального расщепления, а также расположенный между ними пик сателлитов (719 эВ). При выходе фотоэлектрона остовного уровня 2p наблюдался переход электрона с 3d-орбитали на свободную 4s-орбиталь. Этот процесс переноса является причиной появления пика сателлитов в фотоэлектронном спектре уровня Fe2p. Вследствие спин-



Рис. 4. Спектры остовных уровней: $a - \text{Fe}2p (1 - \text{Fe}2p_{1/2}; 2 - \text{пик сателлитов}; 3 - \text{Fe}2p_{3/2}); 6 - \text{Sn}3d (1 - \text{Sn}3d_{3/2}; 2 - \text{Sn}3d_{5/2})$ *Fig.* 4. The spectra of the core levels: $a - \text{Fe}2p (1 - \text{Fe}2p_{1/2}; 2 - \text{satellite peak}; 3 - \text{Fe}2p_{3/2}); 6 - \text{Sn}3d (1 - \text{Sn}3d_{3/2}; 2 - \text{Sn}3d_{5/2})$

орбитального взаимодействия пик Fe2p_{3/2} является узким и более интенсивным, чем пик $Fe2p_{1/2}$. Пик $Fe2p_{3/2}$ сопровождается появлением пика сателлитов с разницей энергий связи 8 эВ. Несимметричная форма пиков говорит о наличии в них нескольких составляющих. Деконволюция спектра Fe2p_{3/2} на гауссовы составляющие позволила выявить два пика с энергиями связи 712.5 и 710.5 эВ, обусловленных ионами Fe³⁺ в октаэдрическом окружении [35]. Энергия связи пика сателлитов больше для Fe³⁺ (8 эВ), чем для Fe²⁺ [36]. Сравнение положения пика O1s, соответствующего кислороду кристаллической решетки в наностержнях оксида цинка до (529.6 эВ) и после (529.9 эВ) модифицирования в растворе сульфата железа показало, что в результате модифицирования происходит его сдвиг в сторону больших энергий связи [34]. Это может быть связано с тем, что энергия связи Fe-O больше, чем Zn-O [37]. Энергия связи уровня олова Sn3d (рис. 4, δ) в образце наностержней оксида цинка, модифицированных в растворе станната калия и мочевины, соответствует олову со степенью окисления 4+ (486.4 эВ – подуровень Sn3d_{5/2}; 494.8 эВ – подуровень Sn3d_{3/2}). Эти значения совпадают с энергией связи олова в соединениях станната цинка [38].

Для анализа эффективности предложенных методов модификации наностержней оксида цинка был проведен анализ локальным методом дифракции обратнорассеянных электронов. Полученные дифракционные картины, представленные на рис. 5, соответствуют: $a - \text{ZnFe}_2\text{O}_4$; $\delta - \text{Zn}_2\text{SnO}_4$ [39, 40]. На вставках приведены точки, в которых проводился анализ.

Величины сенсорного отклика полученных образцов бинарных и тройных оксидных систем представлены в таблице.

Исследование сенсорных свойств полученных образцов при детектировании паров органических растворителей показало, что величина отклика образцов оксида цинка и цинкового



Рис. 5. Картины Кикучи: $a - \text{ZnFe}_2\text{O}_4$ (размер РЭМ-изображения на вставке – 2.5×2.5 мкм); $\delta - \text{Zn}_2\text{SnO}_4$ (размер РЭМ-изображения на вставке – 10×10 мкм)

Fig. 5. Kikuchi patterns: $a - \text{ZnFe}_2\text{O}_4$ (the size of the SEM image on the insert is 2.5×2.5 µm); $\delta - \text{Zn}_2\text{SnO}_4$ (the size of the SEM image on the insert is 10×10 µm)

Сенсорные свойства образцов

Sensor	nroperties	of	samn	les
SCHSUL	properties	01	samp	102

Образец	Рабочая температура, °С	S (ацетон)	S (изопропанол)	S (этанол)
ZnO (соосаждение)	300	1500	_	35
$ZnFe_2O_4$ (соосаждение)	300	100 000	-	200
Zn–Sn–O	250	3.6	7.3	_
Zn–Fe–O	230	-	3.5	-

феррита, полученных методом химического соосаждения, на 2-4 порядка больше, чем модифицированных наностержней оксида цинка. Для объяснения полученных результатов использована модель, учитывающая фрактальные свойства полученных сенсорных слоев.

Обнаружено, что формирование тройных оксидных наноструктур приводит к увеличению сенсорного отклика наностержней оксида цинка. Так, при формировании станната цинка отклик к парам изопропилового спирта увеличивается в 2.9 раза, а при формировании цинкового феррита – в 1.4 раза. Цинковый феррит, полученный методом химического соосаждения, обладает лучшими сенсорными свойствами по сравнению с оксидом цинка. Так, его отклик к парам ацетона превышает отклик оксида цинка в 67 раз, а к парам этанола – в 5.7 раза.

Увеличение отклика многокомпонентных оксидов может быть объяснено наличием на их поверхности адсорбционных центров с различными свойствами. Взаимодействие оксида металла включает следующие основные стадии: диффузия компонентов к поверхности, адсорбция, собственно каталитическая реакция (химические превращения на поверхности, обычно несколько стадий), десорбция и обратная диффузия продуктов реакции. В большинстве газовых сенсоров отклик проводимости определяется эффективностью каталитических реакций с участием детектируемого газа, происходящих на поверхности газочувствительного слоя. Выделяют кислотно-основные реакции (переход протона) и окислительно-восстановительные (переход электрона). Установлено, что кислотноосновные реакции следует сопоставлять с кислотно-основными свойствами Льюиса, которые, в свою очередь, определяются электроотрицательностью. Большинство окислительно-восстановительных реакций, протекающих при взаимодействии газа с поверхностью оксида металла, ограничены стадией, в которой происходит разрыв связи между хемосорбированным кислородом и катионом металла, поэтому скорость реакции определяется энергией связи между ними. Улучшенными газочувствительными свойствами могут обладать материалы, содержащие адсорбционные центры с разными окислительно-восстановительными и кислотно-основ-

ными свойствами. В многокомпонентных оксидах металлов катионы, как правило, имеют разную электроотрицательность, следовательно, различные кислотно-основные свойства. В окислительно-восстановительных реакциях участвует хемосорбированный кислород, адсорбционными центрами для которого являются кислородные вакансии, содержание которых также увеличивается при создании многокомпонентных оксидных систем.

Формирование материалов с фрактальной структурой в методе химического соосаждения возможно вследствие процессов испарения ОНгрупп при отжиге. В результате образуется пористая структура. Полученные высокие значения сенсорного отклика могут быть интерпретированы, если предположить, что структура имеет вид перколяционного стягивающего кластера. Переход такой системы через порог протекания сопровождается резким изменением сопротивления. Для описания сенсорных свойств полученных материалов была выбрана модель фрактала Мандельброта-Гивена [41, 42]. Кислород, адсорбирующийся на зернах материала, представляющих собой проводящие ветви фрактала, за счет образования области, обедненной носителями заряда, блокирует протекание тока по ним. В результате проводящими свойствами обладают не все ветви, и ток протекает по извилистому маршруту. После реакции адсорбированных ионов кислорода с восстанавливающих молекулами газов И уменьшения толщины области обедненного заряда заблокированные ветви снова могут участвовать в протекании тока через образец. При этом в результате таких процессов сопротивление может изменяться очень сильно. Вклад протекания тока по сложному петлеобразному пути может быть заметен при исследовании электрофизических свойств сенсорных материалов методом спектроскопии импеданса. На рис. 6 представлена диаграмма Найквиста образца оксида цинка, полученного химическим соосаждением. Наблюдаемая на низких частотах полуокружность в области отрицательных значений Z" связана с влиянием индуктивных свойств вследствие петлеобразного пути протекания тока. Следовательно, спектроскопия импеданса является эффективным методом для анализа фрактальных сенсорных структур.





Fig. 6. Nyquist diagram of ZnO sample produced by chemical coprecipitation

Заключение. В работе химическим соосаждением были получены оксидные наноструктуры ZnO и ZnFe₂O₄, проявляющие очень высокий сенсорный отклик к парам органических растворителей, достигающий 10°. Также разработаны способы формирования многокомпонентных оксидных систем при модифицировании наностержней оксида цинка железом и оловом. С помощью рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии показано, что при формировании многокомпонентных наноструктур на их поверхности присутствуют активные центры различного типа, представляющие собой катионы металлов в различном окружении, кислородные вакансии. При этом увеличивается сенсорный отклик к парам органических растворителей. Разработана методика на основе спектроскопии импеданса, позволяющая проанализировать особенности изменения протекания тока сенсорных слоях В с фрактальноперколяционной структурой. Полученные результаты представляют интерес для создания газовых сенсоров с улучшенными характеристиками.

Авторский вклад

Налимова Светлана Сергеевна – синтез образцов; измерение сенсорных свойств; анализ экспериментальных результатов.

Мошников Вячеслав Алексеевич – постановка задачи; анализ экспериментальных результатов.

Шомахов Замир Валериевич – исследование образцов методом рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии.

Кондратьев Валерий Михайлович – исследование образцов методом дифракции обратнорассеянных электронов.

Author's contribution

Svetlana S. Nalimova, synthesis of samples; study of sensor properties; analysis of experimental results.
Vyacheslav A. Moshnikov, problem statement; analysis of experimental results.
Zamir V. Shomakhov, study of samples by X-ray photoelectron spectroscopy.

Valeriy M. Kondratev, study of samples by backscattered electron diffraction.

Список литературы

1. Deep-Level Emission Tailoring in ZnO Nanostructures Grown via Hydrothermal Synthesis / S. A. Kadinskaya, V. M. Kondratev, I. K. Kindyushov, O. Yu. Koval, D. I. Yakubovsky, A. Kusnetsov, A. I. Lihachev, A. V. Nashchekin, I. Kh. Akopyan, A. Yu. Serov, M. E. Labzovskaya, S. V. Mikushev, B. V. Novikov, I. V. Shtrom, A. D. Bolshakov // Nanomaterials. 2023. Vol. 13. P. 58. doi: 10.3390/nano13010058

2. Amorphous Films of Ternary Zinc and Tin Oxides for Transparent Electronics / S. I. Rembeza, S. A. Belousov, N. N. Kosheleva, E. S. Rembeza, T. V. Svistova, E. Suvaci, E. Ozel, G. Tuncolu, C. Aciksari // Technical Physics Letters. 2018. Vol. 44, № 11. P. 984–987. doi: 10.1134/S1063785018110147

3. Comprehensive Review of One-Dimensional Metal-Oxide Nanostructure Photodetectors / T. Zhai, X. Fang, M. Liao, X. Xu, H. Zeng, B. Yoshio, D. A. Golberg // Sensors. 2009. Vol. 9. P. 6504–6529. doi: 10.3390/s90806504

4. Metal Oxide Gas Sensors: Sensitivity and Influencing Factors / C. Wang, L. Yin, L. Zhang, D. Xiang, R. Gao // Sensors. 2010. Vol. 10, iss. 3. P. 2088–2106. doi: 10.3390/s100302088

5. Coral-like ZnFe₂O₄–ZnO mesoporous heterojunction architectures: synthesis and enhanced sensing properties for triethylamine / T. Yang, X. Yang, M. Zhu, H. Zhao, M. Zhang // Inorganic Chemistry Frontiers. 2020. Vol. 7, iss. 9. P. 1918–1926. doi: 10.1039/d0qi00134a

6. Inverted Configuration of Cu(In,Ga)S₂/In₂S₃ on 3D-ZnO/ZnSnO₃ Bilayer System for Highly Efficient Photoelectrochemical Water Splitting / C. T. Altaf, N. S. Sahsuvar, N. Abdullayeva, O. Coskun, A. Kumtepe, E. Karagoz, M. Sankir, N. D. Sankir // ACS Sustainable Chemistry and Engineering. 2020. Vol. 8, iss. 40. P. 15209-15222. doi: 10.1021/acssuschemeng.0c04846

7. Preparation and Photovoltaic Evaluation of CuO@Zn(Al)O-Mixed Metal Oxides for Dye Sensitized Solar Cell / M. B. A. Bashir, A. H. Rajpar, E. Y. Salih, E. M. Ahmed // Nanomaterials. 2023. Vol. 13, iss. 5. P. 802. doi: 10.3390/nano13050802

8. Solar Cells Based on Complex Oxides / S. S. Kozlov, L. L. Larina, A. B. Nikolskaia, O. V. Almjasheva, O. V. Proskurina, O. I. Shevaleevskiy // Technical Physics Letters. 2021. Vol. 47. P. 283–286. doi: 10.1134/S1063785021030226

9. Highly dispersed Fe–Ce mixed oxide catalysts confined in mesochannels toward low-temperature oxidation of formaldehyde / J. Fan, X. Niu, W. Teng, P. Zhang, W.-X. Zhang, D. Zhao // J. of Materials Chemistry A. 2020. Vol. 8, iss. 33. P. 17174–17184. doi: 1039/D0TA05473A

10. Ni–Fe–Al mixed oxide for combined dry reforming and decomposition of methane with CO₂ utilization / Y. Kim, H. S. Lim, M. Lee, J. W. Lee // Catalysis Today. 2021. Vol. 368. P. 86–95. doi: 10.1016/j.cattod.2020.02.030

11. Ce-Fe-Mn ternary mixed-oxide catalysts for catalytic decomposition of ozone at ambient temperatures / X. Chen, Z. Zhao, S. Liu, J. Huang, J. Xie, Y. Zhou, Z. Pan, H. Lu // J. of Rare Earths. 2020. Vol. 38. P. 175–181. doi: 10.1016/j.jre.2019.01.010

12. MgFe and Mg–Co–Fe mixed oxides derived from hydrotalcites: Highly efficient catalysts for CO_x free hydrogen production from NH₃ / S. Podila, H. Driss, S. F. Zaman, A. M. Ali, A. A. Al-Zahrani, M. A. Daous, L. A. Petrov// Intern. J. of Hydrogen Energy. 2020. Vol. 45, iss. 1. P. 873–890. doi: 10.1016/j.ijhydene.2019.10.107

13. Facile synthesis and characterization of novel Gd_2O_3 -CdO binary mixed oxide nanocomposites of highly photocatalytic activity for wastewater remediation under solar illumination / A. M. Abu-Dief, A. A. Essawy, A. K. Diab, W. S. Mohamed // J. of Physics and Chemistry of Solids. 2021. Vol. 148. P. 109666. doi: 10.1016/j.jpcs.2020.109666

14. Multi metal oxide NiO–CdO–ZnO nanocomposite–synthesis, structural, optical, electrical properties and enhanced sunlight driven photocatalytic activity / T. Munawar, F. Iqbal, S. Yasmeen, K. Mahmood, A. Hussain // Ceramics International. 2020. Vol. 46, iss. 2. P. 2421–2437. doi: 10.1016/j.ceramint.2019.09.236

15. Nanocomposite Co_3O_4 –ZnO Thin Films for Photoconductivity Sensors / V. V. Petrov, V. V. Sysoev, I. O. Ignatieva, I. A. Gulyaeva, M. G. Volkova, A. P. Ivanishcheva, S. A. Khubezhov, Y. N. Varzarev, E. M. Bayan // Sensors. 2023. Vol. 23, No 12. P. 5617. doi: 10.3390/s23125617

16. Nalimova S. S., Kondratev V. M. Study of Surface Acid-Base Properties of Gas-Sensitive Metal Oxides // 2020 IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), St Petersburg and Moscow, Russia, 27–30 Jan. 2020. IEEE, 2020. P. 987–990. doi: 10.1109/EIConRus49466.2020.9039264 17. Study of sensor properties of zinc oxide based nanostructures / S. S. Nalimova, V. M. Kondratev, A. A. Ryabko, A. I. Maksimov, V. A. Moshnikov // J. of Physics: Conf. Series. 2020. Vol. 1658. P. 012033. doi: 10.1088/1742-6596/1658/1/012033

18. Gopel W. Chemisorption and charge transfer at ionic semiconductor surfaces: Implications in designing gas sensors // Progress in Surface Science. 1985. Vol. 20. P. 9–103. doi: 10.1016/0079-6816(85)90004-8

19. Surface oxygen vacancies enriched FeOOH/ Bi_2MoO_6 photocatalysis- fenton synergy degradation of organic pollutants / J. Hu, J. Li, J. Cui, W. An, L. Liu, Y. Liang, W. Cui // J. of Hazardous Materials. 2020. Vol. 384. P. 121399. doi: 10.1016/j.jhazmat.2019.121399

20. Structural, morphological and sensor properties of the fractal percolation nanosystem ZnO/NiO / A. Kornyushchenko, Y. Kosminska, S. Stas, G. Wilde, V. Perekrestov // J. of Electronic Materials. 2021. Vol. 50. P. 2268–2276. doi: 10.1007/s11664-021-08749-3

21. Sol-Gel-Prepared Ni–Mo–Mg–O System for Catalytic Transformation of Chlorinated Organic Wastes into Nanostructured Carbon / G. B. Veselov, T. M. Karnaukhov, Y. I. Bauman, I. V. Mishakov, A. A. Vedyagin // Materials. 2020. Vol. 13, iss. 19. P. 4404. doi: 10.3390/ma13194404

22. Иванов К. В., Плотвина А. В., Агафонов А. В. Влияние Fe₃O₄ на физико-химические и фотокаталитические свойства наноразмерного титаната бария // Журн. неорганической химии. 2023. Т. 68, № 1. С. 133–144. doi: 10.31857/S0044457X22601134

23. Hierarchical nanostructured semiconductor porous materials for gas sensors / V. A. Moshnikov, I. E. Gracheva, V. V. Kuznezov, A. I. Maximov, S. S. Karpova, A. A. Ponomareva // J. of Non-Crystalline Solids. 2010. Vol. 356. P. 2020–2025. doi: 10.1016/j.jnoncrysol.2010.06.030

24. Hydrothermally synthesized UV light active zinc stannate:tin oxide (ZTO:SnO₂) nanocomposite photocatalysts for photocatalytic applications / E. Keles, M. Yildirim, T. Ozturk, O. A. Yildirim // Materials Science in Semiconductor Processing. 2020. Vol. 110. P. 104959. doi: 10.1016/j.mssp.2020.104959

25. Бачина А. К., Альмяшева О. В., Попков В. И. Формирование ZrTiO₄ в гидротермальных условиях // Журн. неорганической химии. 2022. Т. 67, № 6. С. 761–769. doi: 10.31857/S0044457X22060022

26. Shuklina A. I., Almjasheva O. V. Structure of Nanocomposites in the $ZrO_2-Y_2O_3-Al_2O_3$ System and Their Formation under Hydrothermal Conditions // Russ. J. of Inorganic Chemistry. 2022. Vol. 67, No 6. P. 904–911. doi: 10.1134/S0036023622060201

27. Nanocrystalline complex oxides $Ni_xCo_{3-x}O_4$: Cations distribution impact on electrical and gas sensor behavior / S. A. Vladimirova, K. Ya. Prikhodko, M. N. Rumyantseva, E. A. Konstantinova, A. S. Chizhov, N. O. Khmelevsky, A. M. Gaskov // J. of Alloys and Compounds. 2020. Vol. 828. P. 154420. doi: 10.1016/j.jallcom.2020.154420

28. Shams S., Sheibanizadeh Z., Khalaj Z. Ternary nanocomposite of $ZnFe_2O_4/\alpha$ - Fe_2O_3/ZnO ; synthesis via coprecipitation method and physical properties characterization // Applied Physics A. 2021. Vol. 127. Art. num. 459. doi: 10.1007/s00339-021-04607-5

29. Optimization Preparation of Indium Tin Oxide Nanoparticles via Microemulsion Method Using Orthogonal Experiment / Z. Jiang, T. Liu, X. Zhai, J. Liu // Crystals. 2021. Vol. 11, iss. 11. P. 1387. doi: 10.3390/ cryst11111387

30. Structural and Chemical Properties of $ZnFe_2O_4$ Nanoparticles Synthesised by Chemical Co-Precipitation Technique / D. D. Andhare, S. A. Jadhav, M. V. Khedkar, S. B. Somvanshi, S. D. More, K. M. Jadhav // J. of Physics: Conf. Series. 2020. Vol. 1644. P. 012014. doi: 10.1088/1742-6596/1644/1/012014

31. Size-controlled synthesis of porous $ZnSnO_3$ nanocubes for improving formaldehyde gas sensitivity / J. Zheng, H. Hou, H. Fu, L. Gao, H. Liu // ACS Advances. 2021. Vol. 11, iss. 33. P. 20268–20277. doi: 10.1039/D1RA01852C

32. Choudhary S., Bisht A., Mohapatra S. Microwave-assisted synthesis of α -Fe₂O₃/ZnFe₂O₄/ZnO ternary hybrid nanostructures for photocatalytic applications // Ceramics Intern. 2021. Vol. 47. P. 3833–3841. doi: 10.1016/j.ceramint.2020.09.243

33. An X-ray Photoelectron Spectroscopy Study of Zinc Stannate Layer Formation / S. S. Nalimova, Z. V. Shomakhov, V. A. Moshnikov, A. A. Bobkov, A. A. Ryabko, Z. Kh. Kalazhokov // Technical Physics. 2020. Vol. 65, № 7. P. 1087–1090. doi: 10.1134/ S1063784220070142

34. Газочувствительные композитные наноструктуры на основе оксида цинка для детектирования паров органических растворителей / С. С. Налимова, З. В. Шомахов, К. В. Герасимова, К. Н. Пунегова, А. М. Гукетлов, Р. М. Калмыков // Физикохимические аспекты изучения кластеров, наноструктур и наноматериалов. 2022. № 14. С. 678–687. doi: 10.26456/pcascnn/2022.14.678 35. Rational design of $ZnFe_2O_4/g-C_3N_4$ nanocomposite for enhanced photo-Fenton reaction and supercapacitor performance / B. Palanivel, S. M. Perumal, T. Maiyalagan, V. Jayarman, C. Ayyappan, M. Alagiri // Applied Surface Science. 2019. Vol. 498. P. 143807. doi: 10.1016/j.apsusc.2019.143807

36. Yamashita T., Hayes P. Analysis of XPS spectra of $Fe_{2}+$ and $Fe_{3}+$ ions in oxide materials // Applied Surface Science. 2008. Vol. 254. P. 2441–2449. doi: 10.1016/j.apsusc.2007.09.063

37. MOF-derived $ZnFe_2O_4/(Fe-ZnO)$ nanocomposites with enhanced acetone sensing performance / E. Cao, Z. Guo, G. Song, Y. Zhang, W. Hao, L. Sun, Z. Nie // Sensors and Actuators B. 2020. Vol. 325. P. 128783. doi: 10.1016/j.snb.2020.128783

38. A comparative study on the VOCs gas sensing properties of Zn_2SnO_4 nanoparticles, hollow cubes, and hollow octahedra towards exhaled breath analysis / N. H. Hanh, T. M. Ngoc, L. V. Duy, C. M. Hung, N. V. Duy, N. D. Hoa // Sensors and Actuators B. 2021. Vol. 343. P. 130147. doi: 10.1016/j.snb.2021.130147

39. Formation of the $ZnFe_2O_4$ phase in an electric arc furnace off-gas treatment system / T. Suetens, M. Guo, K. Van Acker, B. Blanpain // J. of Hazardous Materials. 2015. Vol. 287. P. 180–187. doi: 10.1016/j.jhazmat.2015.01.050

40. Changes in the Energy of Surface Adsorption Sites of ZnO Doped with Sn / Z. V. Shomakhov, S. S. Nalimova, V. M. Kondratev, A. I. Maksimov, A. A. Ryabko, V. A. Moshnikov, O. A. Molokanov // J. of Surface Investigation. 2023. Vol. 17, № 4. P. 898–902. doi: 10.1134/S1027451023040316

41. Mandelbrot B. B., Given J. A. Physical Properties of a New Fractal Model of Percolation Clusters // Physical Review Letters. 1984. Vol. 52. P. 1853. doi: 10.1103/PhysRevLett.52.1853

42. Moshnikov V. A., Nalimova S. S., Seleznev B. I. Gas-sensitive layers based on fractal-percolation structures // Semiconductors. 2014. Vol. 48. P. 1499–1503. doi: 10.1134/S1063782614110177

Информация об авторах

Налимова Светлана Сергеевна – кандидат физико-математических наук (2013), доцент кафедры микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – наноматериалы; газовые сенсоры; оксиды металлов; дихальгогениды 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

Мошников Вячеслав Алексеевич – доктор физико-математических наук (1997), профессор кафедры микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – колло-идные 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: vamoshnikov@mail.ru

https://orcid.org/0000-0001-6500-5492

Шомахов Замир Валериевич – кандидат физико-математических наук (2012), доцент 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

Кондратьев Валерий Михайлович – магистр по направлению "Электроника и наноэлектроника" (2020, СПбГЭТУ "ЛЭТИ"), аспирант 4-го года обучения, инженер лаборатории Оптики гетерогенных структур и оптических материалов Санкт-Петербургского национального исследовательского Академического университета им. Ж. И. Алферова Российской академии наук, младший научный сотрудник центра фотоники и двумерных материалов Московского физико-технического института. Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – физика полупроводников; физика конденсированного состояния; сенсорика; наноструктуры.

Адрес: Санкт-Петербургский национальный исследовательский Академический университет им. Ж. И. Алферова Российской академии наук, ул. Хлопина, д. 8, к. 3, лит. А, Санкт-Петербург, 194021, Россия E-mail: kondratev-as@spbau.ru

https://orcid.org/0000-0002-3469-5897

References

1. Kadinskaya S. A., Kondratev V. M., Kindyushov I. K., Koval O. Yu., Yakubovsky D. I., Kusnetsov A., Lihachev A. I., Nashchekin A. V., Akopyan I. Kh., Serov A. Yu., Labzovskaya M. E., Mikushev S. V., Novikov B. V., Shtrom I. V., Bolshakov A. D. Deep-Level Emission Tailoring in ZnO Nanostructures Grown via Hydrothermal Synthesis. Nanomaterials. 2023, vol. 13, p. 58. doi: 10.3390/nano13010058

2. Rembeza S. I., Belousov S. A., Kosheleva N. N., Rembeza E. S., Svistova T. V., Suvaci E., Ozel E., Tuncolu G., Aciksari C. Amorphous Films of Ternary Zinc and Tin Oxides for Transparent Electronics. Technical Physics Letters. 2018, vol. 44, no. 11, pp. 984–987. doi: 10.1134/S1063785018110147

3. Zhai T., Fang X., Liao M., Xu X., Zeng H., Yoshio B., Golberg D. A. Comprehensive Review of One-Dimensional Metal-Oxide Nanostructure Photodetectors. Sensors. 2009, vol. 9, pp. 6504–6529. doi: 10.3390/s90806504

4. Wang C., Yin L., Zhang L., Xiang D., Gao R. Metal Oxide Gas Sensors: Sensitivity and Influencing Factors. Sensors. 2010, vol. 10, iss. 3, pp. 2088–2106. doi: 10.3390/s100302088

5. Yang T., Yang X., Zhu M., Zhao H., Zhang M. Coral-like $ZnFe_2O_4$ –ZnO Mesoporous Heterojunction Architectures: Synthesis and Enhanced Sensing Properties for Triethylamine. Inorganic Chemistry Frontiers. 2020, vol. 7, iss. 9, pp. 1918–1926. doi: 10.1039/d0qi00134a

6. Altaf C. T., Sahsuvar N. S., Abdullayeva N., Coskun O., Kumtepe A., Karagoz E., Sankir M., Sankir N. D. Inverted Configuration of Cu(In,Ga)S₂/In₂S₃ on 3D-ZnO/ZnSnO₃ Bilayer System for Highly Efficient Photoelectrochemical Water Splitting. ACS Sustainable Chemistry and Engineering. 2020, vol. 8, iss. 40, pp. 15209–15222. doi: 10.1021/acssuschemeng.0c04846 7. Bashir M. B. A., Rajpar A. H., Salih E. Y., Ahmed E. M. Preparation and Photovoltaic Evaluation of CuO@Zn(Al)O-Mixed Metal Oxides for Dye Sensitized Solar Cell. Nanomaterials. 2023, vol. 13, iss. 5, p. 802. doi: 10.3390/nano13050802

8. Kozlov S. S., Larina L. L., Nikolskaia A. B., Almjasheva O. V., Proskurina O. V., Shevaleevskiy O. I. Solar Cells Based on Complex Oxides. Technical Physics Letters. 2021, vol. 47, pp. 283–286. doi: 10.1134/ S1063785021030226

9. Fan J., Niu X., Teng W., Zhang P., Zhang W.-X., Zhao D. Highly Dispersed Fe–Ce Mixed Oxide Catalysts Confined in Mesochannels Toward Low-Temperature Oxidation of Formaldehyde. J. of Materials Chemistry A. 2020, vol. 8, iss. 33, pp. 17174– 17184. doi: 1039/D0TA05473A

10. Kim Y., Lim H. S., Lee M., Lee J. W. Ni–Fe–Al Mixed Oxide for Combined Dry Reforming and Decomposition of Methane with CO₂ Utilization. Catalysis Today. 2021, vol. 368, pp. 86–95. doi: 10.1016/j.cattod.2020.02.030

11. Chen X., Zhao Z., Liu S., Huang J., Xie J., Zhou Y., Pan Z., Lu H. Ce–Fe–Mn Ternary Mixed-Oxide Catalysts for Catalytic Decomposition of Ozone at Ambient Temperatures. J. of Rare Earths. 2020, vol. 38, pp. 175–181. doi: 10.1016/j.jre.2019.01.010

12. Podila S., Driss H., Zaman S. F., Ali A. M., Al-Zahrani A. A., Daous M. A., Petrov L. A. MgFe and Mg–Co–Fe Mixed Oxides Derived from Hydrotalcites: Highly Efficient Catalysts for CO_x Free Hydrogen Production from NH₃. Intern. J. of Hydrogen Energy. 2020, vol. 45, iss. 1, pp. 873–890. doi: 10.1016/j.ijhydene. 2019.10.107

13. Abu-Dief A. M., Essawy A. A., Diab A. K., Mohamed W. S. Facile Synthesis and Characterization of Novel Gd₂O₃–CdO Binary Mixed Oxide Nanocom-

posites of Highly Photocatalytic Activity for Wastewater Remediation Under Solar Illumination. J. of Physics and Chemistry of Solids. 2021, vol. 148, p. 109666. doi: 10.1016/j.jpcs.2020.109666

14. Munawar T., Iqbal F., Yasmeen S., Mahmood K., Hussain A. Multi Metal Oxide NiO–CdO–ZnO Nanocomposite–Synthesis, Structural, Optical, Electrical Properties and Enhanced Sunlight Driven Photocatalytic Activity. Ceramics International. 2020, vol. 46, iss. 2, pp. 2421–2437. doi: 10.1016/j.ceramint.2019.09.236

15. Petrov V. V., Sysoev V. V., Ignatieva I. O., Gulyaeva I. A., Volkova M. G., Ivanishcheva A. P., Khubezhov S. A., Varzarev Y. N., Bayan E. M. Nanocomposite Co_3O_4 –ZnO Thin Films for Photoconductivity Sensors. Sensors. 2023, vol. 23, no. 12, p. 5617. doi: 10.3390/ s23125617

16. Nalimova S. S., Kondratev V. M. Study of Surface Acid-Base Properties of Gas-Sensitive Metal Oxides. 2020 IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), St Petersburg and Moscow, Russia, 27–30 Jan. 2020. IEEE, 2020, pp. 987–990. doi: 10.1109/EIConRus49466.2020.9039264

17. Nalimova S. S., Kondratev V. M., Ryabko A. A., Maksimov A. I., Moshnikov V. A. Study of Sensor Properties of Zinc Oxide Based Nanostructures. J. of Physics: Conf. Series. 2020, vol. 1658, p. 012033. doi: 10.1088/1742-6596/1658/1/012033

18. Gopel W. Chemisorption and Charge Transfer at Ionic Semiconductor Surfaces: Implications in Designing Gas Sensors. Progress in Surface Science. 1985, vol. 20, pp. 9–103. doi: 10.1016/0079-6816(85)90004-8

19. Hu J., Li J., Cui J., An W., Liu L., Liang Y., Cui W. Surface Oxygen Vacancies Enriched FeOOH/Bi₂MoO₆ Photocatalysis- Fenton Synergy Degradation of Organic Pollutants. J. of Hazardous Materials. 2020, vol. 384, p. 121399. doi: 10.1016/ j.jhazmat.2019.121399

20. Kornyushchenko A., Kosminska Y., Stas S., Wilde G., Perekrestov V. Structural, Morphological and Sensor Properties of the Fractal Percolation Nanosystem ZnO/NiO. J. of Electronic Materials. 2021, vol. 50, pp. 2268–2276. doi: 10.1007/s11664-021-08749-3

21. Veselov G. B., Karnaukhov T. M., Bauman Y. I., Mishakov I. V., Vedyagin A. A. Sol-Gel-Prepared Ni– Mo–Mg–O System for Catalytic Transformation of Chlorinated Organic Wastes into Nanostructured Carbon. Materials. 2020, vol. 13, iss. 19, p. 4404. doi: 10.3390/ma13194404

22. Ivanov K. V., Plotvina A. V., Agafonov A. V. Influence of Fe_3O_4 on Physicochemical and Photocatalytic Properties of Nanosized Barium Titanate. Russ. J. of Inorganic Chemistry. 2023, vol. 68, pp. 104–114. doi: 10.1134/S0036023622601957 (In Russ.)

23. Moshnikov V. A., Gracheva I. E., Kuznezov V. V., Maximov A. I., Karpova S. S., Ponomareva A. A. Hierarchical Nanostructured Semiconductor Porous Materials for Gas Sensors. J. of Non-Crystalline Solids. 2010, vol. 356, pp. 2020–2025. doi: 10.1016/j.jnoncrysol.2010.06.030

24. Keles E., Yildirim M., Ozturk T., Yildirim O. A. Hydrothermally Synthesized UV Light Active Zinc Stannate: Tin Oxide (ZTO:SnO₂) Nanocomposite Photocatalysts for Photocatalytic Applications. Materials Science in Semiconductor Processing. 2020, vol. 110, p. 104959. doi: 10.1016/j.mssp.2020.104959

25. Bachina A. K., Almjasheva O. V., Popkov V. I. Formation of ZrTiO4 under Hydrothermal Conditions. Russ. J. of Inorganic Chemistry. 2022, vol. 67, pp. 830– 838. doi: 10.1134/S003602362206002X (In Russ.)

26. Shuklina A. I., Almjasheva O. V. Structure of Nanocomposites in the $ZrO_2-Y_2O_3-Al_2O_3$ System and Their Formation under Hydrothermal Conditions. Russ. J. of Inorganic Chemistry. 2022. Vol. 67, no. 6, pp. 904–911. doi: 10.1134/S0036023622060201

27. Vladimirova S. A., Prikhodko K. Ya., Rumyantseva M. N., Konstantinova E. A., Chizhov A. S., Khmelevsky N. O., Gaskov A. M. Nanocrystalline Complex Oxides $Ni_xCo_{3-x}O_4$: Cations Distribution Impact on Electrical and Gas Sensor Behavior. J. of Alloys and Compounds. 2020, vol. 828, p. 154420. doi: 10.1016/j.jallcom.2020.154420

28. Shams S., Sheibanizadeh Z., Khalaj Z. Ternary Nanocomposite of $ZnFe_2O_4/\alpha$ - Fe_2O_3/ZnO ; Synthesis Via Coprecipitation Method and Physical Properties Characterization. Applied Physics A. 2021, vol. 127, art. num. 459. doi: 10.1007/s00339-021-04607-5

29. Jiang Z., Liu T., Zhai X., Liu J. Optimization Preparation of Indium Tin Oxide Nanoparticles via Microemulsion Method Using Orthogonal Experiment. Crystals. 2021, vol. 11, iss. 11, p. 1387. doi: 10.3390/ cryst11111387

30. Andhare D. D., Jadhav S. A., Khedkar M. V., Somvanshi S. B., More S. D., Jadhav K. M. Structural and Chemical Properties of $ZnFe_2O_4$ Nanoparticles Synthesised by Chemical Co-Precipitation Technique. J. of Physics: Conf. Series. 2020, vol. 1644, p. 012014. doi: 10.1088/1742-6596/1644/1/012014

31. Zheng J., Hou H., Fu H., Gao L., Liu H. Size-Controlled Synthesis of Porous ZnSnO₃ Nanocubes for Improving Formaldehyde Gas Sensitivity. ACS Advances. 2021, vol. 11, iss. 33, pp. 20268–20277. doi: 10.1039/D1RA01852C

32. Choudhary S., Bisht A., Mohapatra S. Microwave-Assisted Synthesis of α -Fe₂O₃/ZnFe₂O₄/ZnO Ternary Hybrid Nanostructures for Photocatalytic Applications. Ceramics Intern. 2021, vol. 47, pp. 3833– 3841. doi: 10.1016/j.ceramint.2020.09.243

33. Nalimova Š. S., Shomakhov Z. V., Moshnikov V. A., Bobkov A. A., Ryabko A. A., Kalazhokov Z. Kh. An X-ray Photoelectron Spectroscopy Study of Zinc Stannate Layer Formation. Technical Physics. 2020, vol. 65, no. 7, pp. 1087–1090. doi: 10.1134/S1063784220070142

34. Nalimova S. S., Shomakhov Z. V., Gerasimova K. V., Punegova K. N., Guketlov A. M., Kalmykov R. M. Gas-Sensitive Composite Nanostructures Based on Zinc Oxide for Detecting Organic Solvent Vapors. Physical and Chemical Aspects of the Study of Clusters

.....

Газовые сенсоры на основе наноструктур двойных и тройных оксидных систем Gas Sensors Based on Nanostructures of Binary and Ternary Oxide Systems

Nanostructures and Nanomaterials. 2022, iss. 14, pp. 678–687. doi: 10.26456/pcascnn/2022.14.678 (In Russ.)

35. Palanivel B., Perumal S. M., Maiyalagan T., Jayarman V., Ayyappan C., Alagiri M. Rational Design of $ZnFe_2O_4/g-C_3N_4$ Nanocomposite for Enhanced Photo-Fenton Reaction and Supercapacitor Performance. Applied Surface Science. 2019, vol. 498, p. 143807. doi: 10.1016/j.apsusc.2019.143807

36. Yamashita T., Hayes P. Analysis of XPS Spectra of Fe_{2} + and Fe_{3} + Ions in Oxide Materials. Applied Surface Science. 2008, vol. 254, pp. 2441–2449. doi: 10.1016/j.apsusc.2007.09.063

37. Cao E., Guo Z., Song G., Zhang Y., Hao W., Sun L., Nie Z. MOF-Derived ZnFe₂O₄/(Fe–ZnO) Nanocomposites with Enhanced Acetone Sensing Performance. Sensors and Actuators B. 2020, vol. 325, p. 128783. doi: 10.1016/j.snb.2020.128783

38. Hanh N. H., Ngoc T. M., Duy L. V., Hung C. M., Duy N. V., Hoa N. D. A Comparative Study on the VOCs Gas Sensing Properties of Zn₂SnO₄ Nanoparticles, Hollow Cubes, and Hollow Octahedra Towards Exhaled Breath Analysis. Sensors and Actuators B. 2021, vol. 343, p. 130147. doi: 10.1016/j.snb.2021.130147

39. Suetens T., Guo M., Van Acker K., Blanpain B. Formation of the $ZnFe_2O_4$ Phase in an Electric Arc Furnace off-Gas Treatment System. J. of Hazardous Materials. 2015, vol. 287, pp. 180–187. doi: 10.1016/j.jhazmat.2015.01.050

40. Shomakhov Z. V., Nalimova S. S., Kondratev V. M., Maksimov A. I., Ryabko A. A., Moshnikov V. A., Molokanov O. A. Changes in the Energy of Surface Adsorption Sites of ZnO Doped with Sn. J. of Surface Investigation. 2023, vol. 17, no. 4, pp. 898–902. doi: 10.1134/ S1027451023040316

41. Mandelbrot B. B., Given J. A. Physical Properties of a New Fractal Model of Percolation Clusters. Physical Review Letters. 1984, vol. 52, p. 1853. doi: 10.1103/PhysRevLett.52.1853

42. Moshnikov V. A., Nalimova S. S., Seleznev B. I. Gas-Sensitive Layers Based on Fractal-Percolation Structures. Semiconductors. 2014, vol. 48, pp. 1499–1503. doi: 10.1134/S1063782614110177

Information about the authors

Svetlana S. Nalimova, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2013), Associate Professor of the Department of Micro- and Nanoelectronics, 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

Vyacheslav A. Moshnikov, Dr Sci. (Phys.-Math.) (1997), Professor of the Department of Micro- and Nanoelectronics, 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: vamoshnikov@mail.ru

https://orcid.org/0000-0001-6500-5492

Zamir V. Shomakhov, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2012), Associate Professor of Kabardino-Balkarian State University. 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, 173, Chernyshevsky St., Nalchik 360004, Russia E-mail: shozamir@yandex.ru

https://orcid.org/0000-0001-5738-2626

Valeriy M. Kondratev, Master in Electronics and Nanoelectronics (2020, Saint Petersburg Electrotechnical University), Postgraduate Student, Engineer of the Laboratory of Optics of Heterogeneous Structures and Optical Materials of Alferov University, Junior Researcher of the Center for Photonics and Two-dimensional Materials of Moscow Institute of Physics and Technology. The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: semiconductor physics; condensed matter physics; sensors, nanostructures.

Address: Alferov University, 8, Khlopina St., St Petersburg 194021, Russia

E-mail: kondratev-as@spbau.ru

https://orcid.org/0000-0002-3469-5897

Электроника СВЧ УДК 535.015 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2024-27-2-119-131

Научная статья

Влияние отжига на волноведущие свойства планарных волноводов, изготовленных на основе пленок из нитрида кремния различной толщины

А. А. Ершов²¹, К. Н. Чекмезов¹, А. П. Буровихин¹, А. А. Никитин¹, С. Н. Аболмасов^{2,3}, А. А. Сташкевич⁴, Е. И. Теруков^{1,2,3}, А. В. Еськов¹, А. А. Семенов¹, А. Б. Устинов¹

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

²ООО "НТЦ тонкопленочных технологий в энергетике", Санкт-Петербург, Россия

³Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе Российской академии наук, Санкт-Петербург, Россия

⁴Университет Сорбонна Париж Север, Вилльтанёз, Франция

[™] aaershov@etu.ru

Аннотация

Введение. Нитрид кремния является многообещающим материалом для изготовления фотонных интегральных схем (ФИС). Одним из наиболее перспективных методов с точки зрения промышленного производства ФИС из нитрида кремния является метод плазмохимического осаждения из газовой фазы. Недостатком этого метода, ограничивающим его применение, является высокое затухание в телекоммуникационном диапазоне частот, обусловленное поглощением на Si–H- и N–H-комплексах, оставшихся в процессе роста пленки. Термический отжиг является основным способом разрушения этих комплексов и уменьшения потерь. Таким образом, актуальной задачей является изучение влияния отжига на волноведущие свойства фотонных интегральных волноводов из нитрида кремния.

Цель работы. Исследование влияния отжига на волноведущие свойства ФИС на основе пленок из нитрида кремния разной толщины, полученных методом плазмохимического осаждения из газовой фазы.

Материалы и методы. В работе исследовано влияние отжига на волноведущие свойства ФИС, изготовленных из пленок нитрида кремния толщиной 200, 400 и 700 нм. Для этого при помощи оптического анализатора компонентов высокого разрешения измерялись передаточные характеристики набора тестовых элементов. Измерения выполнены в диапазоне частот 185...196 ТГц.

Результаты. Из измеренных передаточных характеристик тестовых элементов были получены частотные зависимости декремента затухания, коэффициента связи и группового показателя преломления до и после отжига. Показано, что волноводы на пленках 200 нм демонстрировали достаточно высокое затухание по сравнению с волноводами на более толстых пленках, затухание в которых составляло 5 дБ в диапазоне 185...190 ТГц. На частотах выше 190 ТГц наблюдалось резкое возрастание потерь, связанных с поглощением на N–H-комплексах. В результате отжига потери уменьшаются во всей полосе частот. Адекватность определения волноведущих свойств продемонстрирована путем сопоставления теоретических и экспериментальных передаточных характеристик кольцевых резонаторов.

Заключение. Результаты исследования показывают, что для микроволноводов из нитрида кремния, полученных методом плазмохимического осаждения из газовой фазы, необходим отжиг. Отжиг при температуре 600 °C в течение 30 мин в вакууме позволил уменьшить затухание в микроволноводах сечением 900×400 и 900×700 нм² до 4 дБ/см во всем диапазоне частот от 185 до 196 ТГц.

Ключевые слова: фотонные интегральные схемы, оптические волноводы, нитрид кремния, отжиг

Для цитирования: Влияние отжига на волноведущие свойства планарных волноводов, изготовленных на основе пленок из нитрида кремния различной толщины / А. А. Ершов, К. Н. Чекмезов, А. П. Буровихин, А. А. Никитин, С. Н. Аболмасов, А. А. Сташкевич, Е. И. Теруков, А. В. Еськов, А. А. Семенов, А. Б. Устинов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 119–131. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-119-131

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках выполнения Государственного задания № 075-01438-22-07 и гранта № FSEE-2022-0017.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 26.01.2024; принята к публикации после рецензирования 04.03.2024; опубликована онлайн 29.04.2024



© Ершов А. А., Чекмезов К. Н., Буровихин А. П., Никитин А. А., Аболмасов С. Н., Сташкевич А. А., Теруков Е. И., Еськов А. В., Семенов А. А., Устинов А. Б., 2024 SHF Electronics

Original article

Effect of Annealing Treatment on the Optical Properties of Silicon Nitride Waveguides

Alexander A. Ershov^{⊠1}, Kirill N. Chekmezov¹, Anton P. Burovikhin¹, Andrey A. Nikitin¹, Sergey N. Abolmasov^{2,3}, Andrey A. Stashkevich⁴, Evgeniy I. Terukov^{1,2,3}, Andrey V. Eskov¹, Alexander A. Semenov¹, Alexey B. Ustinov¹

> ¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia ² Scientific and Technical Center of Thin Film Technologies in Energy LLC, St Petersburg, Russia ³Ioffe Institute, St Petersburg, Russia ⁴Universit e Sorbonne Paris Nord, Villetaneuse, France

> > [⊠] aaershov@etu.ru

Abstract

Introduction. Silicon nitride is a highly promising material for fabrication of photonic integrated circuits (PICs). Plasma-enhanced chemical vapor deposition is a prospective method for large-scale industrial production of silicon nitride-based PICs. The disadvantage of this method, which limits its practical application, consists in high insertion losses in the telecommunication frequency band due to absorption on the Si–H and N–H bonds remaining from the film growth process. Thermal annealing is the most common method for breaking these bonds and reducing losses. Therefore, investigation of the impact of annealing on the optical properties of photonic integrated waveguides is an important research task.

Aim. To investigate the effect of annealing treatment on the optical properties of PICs based on the silicon nitride films with different thicknesses obtained by plasma-enhanced chemical vapor deposition.

Materials and methods. The work investigates the effect of annealing treatment on the optical properties of PICs based on the silicon nitride films with thicknesses of 200, 400 and 700 nm. To that end, the transmission characteristics of a set of test elements were measured using a high-definition component analyzer in the frequency range of 185...196 THz.

Results. Frequency dependencies of loss and coupling coefficients, as well as the group index before and after annealing were extracted from the measured transmission characteristics of the test elements. It was found that waveguides on a 200-nm-thick film exhibited higher losses in comparison with the waveguides on thicker films. The waveguides with cross sections of 900×400 and 900×700 nm² demonstrate the losses below 5 dB in the frequency range of 185...190 THz. A rapid increase in losses due to absorption on the N–H bonds was observed at the frequencies above 190 THz. The work shows that thermal annealing reduces insertion losses across the frequency range from 185 to 196 THz. The adequacy of extracted optical parameters is confirmed by comparing theoretical and experimental transmission characteristics of the ring resonator.

Conclusion. The obtained results demonstrate that silicon nitride waveguides fabricated by the method of plasmaenhanced chemical vapor deposition require the stage of thermal annealing. Vacuum annealing at 600 °C for 30 min reduces insertion losses in the waveguides with cross sections of 900×400 and 900×700 nm² down to 4 dB/cm in the frequency band from 185 to 196 THz.

Keywords: photonic integrated circuits, optical waveguides, silicon nitride, annealing

For citation: Ershov A. A., Chekmezov K. N., Burovikhin A. P., Nikitin A. A., Abolmasov S. N., Stashkevich A. A., Terukov E. I., Eskov A. V., Semenov A. A., Ustinov A. B. Effect of Annealing Treatment on the Optical Properties of Silicon Nitride Waveguides. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 119–131. doi: 10.32603/1993-8985-2024-27-2-119-131

Source of funding. The work was carried out with the support of Ministry of Education and Science of Russian Federation (project no. 075-01438-22-07, grant FSEE-2022-0017).

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

Submitted 26.01.2024; accepted 04.03.2024; published online 29.04.2024

Введение. В настоящее время нитрид кремния является одним из наиболее перспективных ных ин

трид крем- материалов для изготовления пассивных фотонспективных интегральных схем (ФИС). В основе интере-

120

Влияние отжига на волноведущие свойства планарных волноводов, изготовленных на основе пленок из нитрида кремния различной толщины Effect of Annealing Treatment on the Optical Properties of Silicon Nitride Waveguides са к данному материалу лежат рекордно низкие потери на распространение; отсутствие двухфотонного поглощения в телекоммуникационном диапазоне оптических частот; сильная керровская нелинейность; высокое значение показателя преломления; высокая радиационная стойкость и, наконец, потенциальная совместимость с КМОПтехнологией создания электронных интегральных схем, что необходимо для уменьшения стоимости производства за счет использования уже существующих производственных мощностей [1–7]. Такие преимущества позволяют создавать как линейные [8], так и нелинейные [9] устройства в интегральном исполнении, которые находят применение не только в оптике, но и в радиофотонике [10, 11].

Широкое распространение получили два метода изготовления пленок нитрида кремния. Первый метод – химическое осаждение из газовой фазы при низком давлении в реакторах проточного типа (Low Pressure Chemical Vapor Deposition -LPCVD) [12]. Ограничивающими факторами этого метода являются необходимость использования высокой температуры подложки (450...1000 °C), а также механические напряжения, возникающие в процессе роста. Это приводит к технологическому ограничению толщины слоев, термической деформации подложек, невозможности изготовления на одной пластине в едином технологическом процессе как пассивных, так и активных оптических элементов. В связи с этим большое внимание в последнее время получили технологии, реализующие низкотемпературные процессы плазмохимического осаждения из газовой фазы (Plasma-Enhanced Chemical Vapor Deposition – PECVD). Технология PECVD является более доступным и дешевым методом осаждения пленок нитрида кремния (SiN_x), обеспечивающим переход к промышленной технологии массового производства ФИС. Преимуществами этой технологии являются отсутствие внутренних напряжений при изготовлении пленок большой толщины, а также значительно более высокие скорости осаждения (25...350 нм/мин) при меньших температурах около 25...350 °C [13]. Недостатком, ограничивающим применение РЕСVD для изготовления ФИС на нитриде кремния, является поглощение на Si-H- и N-Hкомплексах, оставшихся в процессе роста, а также рассеяние на других химических примесях или дефектах, таких как микротрещины или микропустоты [14]. Основным методом уменьшения вносимых потерь в этом случае является термический отжиг, который обеспечивает разрушение связей в таких комплексах и выведение свободного водорода из пленки [15, 16].

Для исследования влияния отжига на свойства волноведущих структур целесообразно использовать методы неразрушающего контроля оптических параметров. Для этого был использован метод, предложенный в [17]. В соответствии с этим методом на пластине изготавливаются наборы тестовых элементов, параметры которых исследуются до и после температурного отжига. Отметим, что основными механизмами потерь в оптических волноводах являются рассеяние на шероховатостях стенок волноводов и собственные потери в материале, из которого эти волноводы изготовлены [1]. Физически ясно, что доля мощности волны основной моды, заключенная в микроволноводе, возрастает с увеличением площади его сечения. Поэтому в волноводах на тонких пленках SiN_x доминирующим является рассеяние на шероховатостях стенок, тогда как в волноводах на толстых пленках наибольший вклад вносят потери в материале. Таким образом, в данной статье исследовано влияние отжига на параметры волноводов, изготовленных из пленок SiN_x разной толщины.

Описание образцов фотонных интегральных схем, изготовленных из пленок нитрида кремния. Для изготовления волноведущих структур использовались кремниевые подложки с подслоем оксида кремния толщиной 2 мкм. Оксид кремния выращивался методом термического окисления во влажном кислороде. Далее на поверхности подложек методом плазмохимического осаждения в установке Plasmalab System100 выращивались пленки SiN_x толщиной 200, 400 и 700 нм. Управление толщиной пленок осуществлялось с помощью изменения продолжительности процесса осаждения. Для создания набора тестовых структур использовались электронная литография и плазмохимическое травление. Шаблон набора тестовых элементов представлен на рис. 1. В состав тестового набора входили: прямые волноводы различной длины для определения эффективности ввода (рис. 1, а); волноводные ответвители (рис. 1, б), состоящие из прямого волновода и полукольца и используемые для определения коэффициента связи; кольцевые резонаторы радиусом 1 мм (рис. 1, в), используемые для исследования декремента затухания и групИзвестия вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 119–131 Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 119–131



Puc. 1. Шаблон тестовых элементов: a – прямые волноводы; δ – волноводный ответвитель; e – кольцевой резонатор *Fig. 1.* Topology of the test elements: a – straight waveguide; δ – directional coupler; e – ring resonator



Puc. 2. Распределения основной компоненты поля E_x моды TE_{11} в волноводах различного сечения на частоте 185 $T\Gamma$ ц

Fig. 2. The distributions of the E_x component of the TE₁₁ mode at 185 THz

пового показателя преломления. На рис. 1, *в* цифрами 1, 2, 3, 4 показаны вход и выходы кольцевого резонатора соответственно. Расстояние между кольцом и подводящими волноводами, как и в случае направленного ответвителя, составляло 500 нм. На заключительном этапе плазмохимическим методом осаждался покрывной слой оксида кремния толщиной 2 мкм.

Для обеспечения квазиодномодового режима распространения волн и предотвращения паразитной связи с кремниевой подложкой ширина волноводов составляла 900 нм. Распределения основной компоненты поля E_x моды TE_{11} на частоте 185 ТГц (которая соответствует длине волны $\lambda = 1620.5$ нм) в волноводах сечениями 900 × 200, 900 × 400 и 900 × 700 нм² представлены на рис. 2.

Как видно из рис. 2, в микроволноводе сечением $900 \times 700 \text{ нм}^2$ поле сосредоточено в волноводе. Эффективная площадь моды в таком волноводе составляет 0.85 мкм². В этом случае влияние шероховатостей стенок на волновой процесс в волноводах мало, поэтому затухание в них обусловлено потерями в материале волновода. Физически ясно, что с уменьшением толщины волновода площадь моды возрастает (для волновода сечением 900 × 200 нм² эффективная площадь

моды составляет 1.66 мкм²). В результате увеличивается влияние шероховатостей стенок волновода. Таким образом, волноводы на толстых пленках могут быть использованы для исследования технологии осаждения SiN_x и процессов отжига, а волноводы на тонких пленках – для исследования технологий литографии, травления и осаждения покрывного оксида. Отметим, что при выборе толщин волноводов учитывались следующие факторы. С одной стороны, увеличение толщины более 700 нм приводит к усилению влияния мод более высокого порядка. С другой стороны, при уменьшении толщины менее 200 нм значительно возрастают потери, связанные с паразитным переизлучением сигнала в кремниевую подложку.

Экспериментальное исследование тестовых элементов. Экспериментальное исследование передаточных характеристик тестовых элементов проводилось при помощи оптического анализатора компонентов высокого разрешения со встроенным перестраиваемым лазером, обеспечивающим автоматическое проведение измерений в диапазоне частот 185...196 ТГц (что соответствует диапазону длин волн 1529.6...1620.5 нм). Ввод и вывод излучения осуществлялся при помощи линзованных волокон (рис. 3), закреплен-



Рис. 3. Фотографии набора тестовых элементов на пленке нитрида кремния толщиной 700 нм и линзованных волокон для ввода/вывода излучения: a – до отжига; δ – после отжига *Fig. 3.* Photographs of the test elements on a 700-nm-thick silicon nitride film and lensed fibers: a – before annealing; δ – after annealing

ных в линейные трансляторы, и брэгговских преобразователей. Излучение из анализатора вводилось в кольцевой резонатор через вход 1 (см. рис. 1, в). Сигнал с выхода 2 или 4 поступал на приемное волокно и регистрировался анализатором, обеспечивающим измерение передаточных характеристик. Далее в тексте статьи передаточная характеристика со входа 1 на выход 2 обозначена T_{21} , а со входа 1 на выход 4 обозначена T₄₁. Передаточные характеристики тестовых элементов измерялись до и после отжига. Отжиг проводился при температуре 600 °C в течение 30 мин в вакууме. После отжига на поверхности образцов наблюдалась сетка трещин в покрывном слое оксида кремния. На образцах с толщиной SiN_x 200 и 400 нм число трещин составляло 1...2 на квадратный сантиметр. Как показано на рис. 3, б, количество трещин на пластине с волноводами толщиной 700 нм значительно превышало это число. Отметим, что наличие трещин не вызывало изменений волноведущих свойств исследуемых ФИС.

На рис. 4 представлены фрагменты передаточных характеристик вблизи частоты 192 ТГц ($\lambda = 1561.4$ нм), полученные для кольцевых резонаторов радиусом 1 мм, изготовленных на основе пленок SiN_x различной толщины. На этом рисунке экспериментальные характеристики T_{21} и T_{41} показаны треугольниками и квадратами соответственно. Сплошными линиями на рис. 4 представлены результаты численного моделирования, которые будут обсуждаться далее. Как видно из рисунка, передаточные характеристики демонстрируют слабовыраженные резонансные свойства, что, как будет показано далее, обусловлено высокими значениями коэффициентов связи. Отметим, что после отжига на передаточных характеристиках резонаторов, изготовленных на основе волноводов толщиной 200 нм, не было обнаружено резонансов, связанных с длиной кольца (правая панель на рис. 4, *a*). В связи с этим определение параметров микроволноводов толщиной 200 нм после отжига, а также численное моделирование передаточных характеристик кольцевых резонаторов не проводились.

Исследование влияния отжига на оптические параметры ФИС. При помощи метода, подробно изложенного в [17], были получены значения коэффициентов затухания α и связи к, а также группового показателя преломления n_g . Полученные в результате частотные зависимости параметров показаны на рис. 5–7 черными треугольниками (до отжига) и красными квадратами (после отжига).

Как видно из рис. 5, волноводы сечением 900×200 нм² демонстрируют более высокое затухание по сравнению с волноводами других сечений. Это свидетельствует о сильном рассеянии волны на шероховатостях стенок и неоднородностях в окружающем оксиде, что обусловлено несовершенством технологий литографии, травления и осаждения покрывного оксида. Волноводы большего сечения демонстрируют затухание 4...5 дБ/см в полосе 185...190 ТГц (рис. 5, б, в). Такое значение потерь соответствует данным, известным из литературы для волноводов на неотожженных пленках SiN_x, осажденных плазмохимическими методами [13]. Как видно из рис. 5, б, в, начиная с частоты 190 ТГц, потери в неотожженных волноводах резко возрастают. Такое поведение связано с поглощением излучения на второй гармонике колебаний в N-Hкомплексах [13, 14]. В результате отжига потери уменьшаются, а их частотная зависимость становится близкой к линейной. Это свидетельствует о разрушении N-H-комплексов.



Рис. 4. Коэффициенты передачи кольцевых резонаторов на волноводах различных сечений: $a - 900 \times 200$ нм²; $\delta - 900 \times 400$ нм²; $\epsilon - 900 \times 700$ нм². Сплошными линиями показаны результаты моделирования, символами – экспериментальные данные T_{21} (треугольники) и T_{41} (квадраты)

Fig. 4. Transmission coefficients of the ring resonator on waveguides with various cross sections: $a - 900 \times 200 \text{ nm}^2$; $\delta - 900 \times 400 \text{ nm}^2$; $e - 900 \times 700 \text{ nm}^2$. Solid lines show simulation results, symbols show experimental data T_{21} (triangles) and T_{41} (squares)



Рис. 5. Частотные зависимости коэффициента затухания α до отжига (черные треугольники) и после отжига (красные квадраты) для волноводов: $a - 900 \times 200 \text{ нм}^2$; $\delta - 900 \times 400 \text{ нм}^2$; $\epsilon - 900 \times 700 \text{ нм}^2$

Fig. 5. Loss coefficient α versus frequency before annealing (black triangles) and after annealing (red squares) for waveguides: $a - 900 \times 200 \text{ nm}^2$; $\delta - 900 \times 400 \text{ nm}^2$; $\delta - 900 \times 700 \text{ nm}^2$

Влияние отжига на волноведущие свойства планарных волноводов, изготовленных на основе пленок из нитрида кремния различной толщины Effect of Annealing Treatment on the Optical Properties of Silicon Nitride Waveguides



Рис. 6. Частотные зависимости коэффициента связи к до отжига (черные треугольники) и после отжига (красные квадраты) для волноводов: $a - 900 \times 200$ нм²; $\delta - 900 \times 400$ нм²; $\epsilon - 900 \times 700$ нм²

Fig. 6. Couple coefficient κ versus frequency before annealing (black triangles) and after annealing (red squares) for waveguides: $a - 900 \times 200 \text{ nm}^2$; $\delta - 900 \times 400 \text{ nm}^2$; $\epsilon - 900 \times 700 \text{ nm}^2$



Puc. 7. Частотные зависимости группового показателя преломления n_g до отжига (черные треугольники) и после отжига (красные квадраты) для волноводов: $a - 900 \times 200 \text{ нм}^2$; $\delta - 900 \times 400 \text{ нm}^2$; $e - 900 \times 700 \text{ нm}^2$ *Fig.* 7. Group index n_g versus frequency before annealing (black triangles) and after annealing (red squares) for waveguides: $a - 900 \times 200 \text{ nm}^2$; $\delta - 900 \times 400 \text{ nm}^2$; $e - 900 \times 700 \text{ nm}^2$

На рис. 6 показаны частотные зависимости коэффициента связи. Видно, что кольцевые резонаторы демонстрируют разнонаправленное изменение коэффициента связи с частотой. Это обусловлено размерами резонаторов, в которых область связи составляет много длин волн и значительно превышает длину переизлучения. В результате даже слабое изменение дисперсионных свойств из-за изменения толщины волновода или отжига структуры существенно влияет на коэффициент связи. Отметим, что все структуры оказались сильно связаны с подводящими волноводами.

На рис. 7 показаны частотные зависимости группового показателя преломления n_g волноводов разной толщины. Видно, что n_g возрастает с увеличением толщины нитрида кремния. Следует отметить, что полученные значения групповых показателей преломления волноводов до отжига были меньше теоретических значений. Так, например, значения n_g , рассчитанные на частоте

193 ТГц ($\lambda = 1553.3$ нм) для волноводов с поперечными сечениями 900 × 200, 900 × 400 и 900 × 700 нм², составляют 1.695, 1.983 и 2.083 соответственно. Из результатов видно, после отжига экспериментальные значения приближаются к теоретическим, что свидетельствует о возрастании концентрации кремния.

Для проверки полученных оптических параметров было проведено аналитическое моделирование передаточных характеристик кольцевых резонаторов формулам, по приведенным в [18, 19]. В расчете использованы полученные ранее частотные зависимости α , к и n_g . На рис. 4 красными и синими сплошными линиями показаны результаты численного моделирования коэффициентов передачи T₂₁ и T₄₁ соответственно. Видно, что результаты хорошо согласуются с экспериментальными данными, что подтверждает адекватность найденных параметров волноведущих структур.

.....

Влияние отжига на волноведущие свойства планарных волноводов, изготовленных на основе пленок из нитрида кремния различной толщины Effect of Annealing Treatment on the Optical Properties of Silicon Nitride Waveguides

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2024. Т. 27, № 2. С. 119–131 Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2024, vol. 27, no. 2, pp. 119–131

Для определения геометрии исследуемых структур в области связи были проведены дополнительные исследования. Для этого структуры были сколоты в области связи, а плоскость скола исследовалась при помощи растровой электронной микроскопии. В результате в зазоре между волноводами были обнаружены полости, которые могут приводить к значительному изменению коэффициента связи. Термический оксид является диффузионным барьером, приводя к тому, что атомарный водород может накапливаться на границе раздела: термический SiO₂ – PECVD SiN_x. Поэтому одной из причин формирования таких полостей является отжиг, в процессе которого атомарный водород начинает выходить из волновода вдоль поверхности термического оксида, приводя, таким образом, к дополнительному механическому напряжению в точке соприкосновения 3 материалов. Однако это требует проведения дополнительных исследований. Кроме того, технология осаждения покрывного слоя требует дальнейшей отработки. Среди способов решения данной проблемы можно выделить: проведение высокотемпературного отжига волноводных структур непосредственно после их формирования на поверхности термического оксида, т. е. до стадии осаждения покрывного оксида; снижение концентрации атомарного водорода непосредственно в процессе роста нитрида кремния.

Заключение. Из проведенного исследования следует, что в диапазоне частот оптического излучения 185...190 ТГц (1577.9...1620.5 нм) волноводы сечением 900×400 и 900×700 нм² демонстрируют затухание 4...5 дБ/см. На частотах выше 190 ТГц потери быстро возрастают и достигают 12 дБ/см. Причиной такого возрастания является поглощение излучения на второй гармонике колебаний в N-H-комплексах. Для уменьшения такого поглощения необходимо разрушение этих комплексов путем отжига. В статье показано, что в результате отжига при температуре 600 °C в течение 30 мин в вакууме потери в волноводах сечением 900×400 и 900×700 нм² уменьшились во всем диапазоне частот 185...196 ТГц (от 1529.6...1620.5 нм) и составили около 4 дБ/см. Эксперименты также продемонстрировали, что кольцевые резонаторы были сильно связаны с подводящими волноводами. Измерение геометрии структур в области связи с помощью растрового электронного микроскопа показало наличие в оксиде кремния полостей, расположенных между волноводами из нитрида кремния. Полученные в результате частотные зависимости α, к и n_o использованы для моделирования передаточ-

ных характеристик кольцевых резонаторов. Из сопоставления экспериментальных и теоретических характеристик сделан вывод об адекватности полученных результатов.

Авторский вклад

Ершов Александр Александрович – подготовка текста статьи; измерение передаточных характеристик тестовых элементов.

Чекмезов Кирилл Николаевич – подготовка программы и численное моделирование передаточных характеристик кольцевых резонаторов.

Буровихин Антон Павлович – проведение процесса отжига; сопоставление экспериментальных данных с результатами численного моделирования; анализ экспериментальных результатов.

Никитин Андрей Александрович – подготовка текста статьи; измерение передаточных характеристик тестовых элементов; обсуждение результатов.

Аболмасов Сергей Николаевич – осаждение пленок нитрида кремния.

Сташкевич Андрей Александрович – анализ литературы по теме исследования; разработка методик проведения экспериментов; обсуждение результатов.

Теруков Евгений Иванович – руководство работами по технологии осаждения пленок нитрида кремния и отжига волноведущих структур на их основе.

Еськов Андрей Владимирович – численное моделирование; обсуждение результатов.

Семенов Александр Анатольевич – постановка задачи; обсуждение результатов; анализ результатов растровой электронной микроскопии.

Устинов Алексей Борисович – руководство научными исследованиями; разработка набора тестовых элементов; обсуждение результатов; подготовка статьи.

Author's contribution

Alexander A. Ershov, preparation of the paper text; measurement of the transmission characteristics of test elements. Kirill N. Chekmezov, preparation of a program, and analytical modeling of the transmission characteristics of the ring resonators.

.....

Anton P. Burovikhin, thermal annealing of the waveguides; comparison of experimental data with the results of numerical simulation; analysis of experimental results.

Andrey A. Nikitin, preparation of the paper text; measurement of the transmission characteristics of test elements; discussion of the results.

Sergey N. Abolmasov, deposition of the silicon nitride films.

Andrey A. Stashkevich, literature review; development of research methods; discussion of the results.

Evgeniy I. Terukov, supervision of SiN_x deposition and thermal annealing processes.

Andrey V. Eskov, numerical modeling; discussion of the results.

Alexander A. Semenov, the problem definition; discussion of the results; analysis of the scanning electron microscope images.

Alexey B. Ustinov, supervision of scientific research; design of the set of test elements; discussion of the results; preparation of the article.

Список литературы

1. Methods to achieve ultra-high quality factor silicon nitride resonators / X. Ji, S. Roberts, M. Corato-Zanarella, M. Lipson // APL Photonics. 2021. Vol. 6, iss. 7. P. 071101. doi: 10.1063/5.0057881

2. High-yield, wafer-scale fabrication of ultralowloss, dispersion-engineered silicon nitride photonic circuits / J. Liu, G. Huang, R. N. Wang, J. He, A. S. Raja, T. Liu, N. J. Engelsen, T. J. Kippenberg // Nature communications. 2021. Vol. 12, iss. 1. P. 2236. doi: 10.1038/s41467-021-21973-z

3. Hertz-linewidth semiconductor lasers using CMOS-ready ultra-high-Q microresonators / W. Jin, Q. F. Yang, L. Chang, B. Shen, H. Wang, M. A. Leal, L. Wu, M. Gao, A. Feshali, M. Paniccia, K. J. Vahala, J. E. Bowers // Nature Photonics. 2021. Vol. 15, iss. 5. P. 346–353. doi: 10.1038/s41566-021-00761-7

4. Ultralow-loss tightly confining Si3N4 waveguides and high-Q microresonators / H. El Dirani, L. Youssef, C. Petit-Etienne, S. Kerdiles, P. Grosse, C. Monat, E. Pargon, C. Sciancalepore // Optics express. 2019. Vol. 27, iss. 21. P. 30726–30740. doi: 10.1364/OE.27.030726

5. Pushing the limits of CMOS optical parametric amplifiers with USRN:Si7N3 above the two-photon absorption edge / K. J. A. Ooi, D. K. T. Ng, T. Wang, A. K. L. Chee, S. K. Ng, Q. Wang, L. K. Ang, A. M. Agarwal, L. C. Kimerling, D. T. H. Tan // Nature communications. 2017. Vol. 8, iss. 1. P. 13878. doi: 10.1038/ncomms13878

6. Radiation hardness of high-Q silicon nitride microresonators for space compatible integrated optics / V. Brasch, Q. F. Chen, S. Schiller, T. J. Kippenberg // Optics express. 2014. Vol. 22, iss. 25. P. 30786–30794. doi: 10.1364/OE.22.030786

7. Marpaung D., Yao J., Capmany J. Integrated microwave photonics // Nature photonics. 2019. Vol. 13, iss. 2. P. 80–90. doi: 10.1038/s41566-018-0310-5

8. Silicon nitride in silicon photonics / D. J. Blumenthal, R. Heideman, D. Geuzebroek, A. Leinse, C. Roeloffzen // Proceedings of the IEEE. 2018. Vol. 106, iss. 12. P. 2209–2231. doi: 10.1109/JPROC.2018.2861576

9. Dissipative Kerr solitons in optical microresonators / T. J. Kippenberg, A. L. Gaeta, M. Lipson, M. L. Gorodetsky // Science. 2018. Vol. 361, iss. 6402. P. eaan8083. doi: 10.1126/science.aan808 10. Capmany J., Novak D. Microwave photonics combines two worlds // Nature photonics. 2007. Vol. 1, iss. 6. P. 319–330. doi: 10.1038/nphoton.2007.89

11. Marpaung D., Yao J., Capmany J. Integrated microwave photonics // Nature photonics. 2019. Vol. 13, iss. 2. P. 80–90. doi: 10.1038/s41566-018-0310-5

12. Photonic damascene process for low-loss, highconfinement silicon nitride waveguides / M. H. P. Pfeiffer, C. Herkommer, J. Liu, T. Morais, M. Zervas, M. Geiselmann, T. J. Kippenberg // IEEE J. of selected topics in quantum electronics. 2018. Vol. 24, iss. 4. P. 1–11. doi: 10.1109/JSTQE.2018.2808258

13. Nonlinear silicon nitride waveguides based on a PECVD deposition platform / L. Wang, W. Xie, D. Van Thourhout, Y. Zhang, H. Yu, S. Wang // Optics express. 2018. Vol. 26, iss. 8. P. 9645–9654. doi: 10.1364/OE.26.009645

14. Ay F., Aydinli A. Comparative investigation of hydrogen bonding in silicon based PECVD grown dielectrics for optical waveguides // Optical materials. 2004. Vol. 26, iss. 1. P. 33–46. doi: 10.1016/ j.optmat.2003.12.004

15. Fabrication techniques for low-loss silicon nitride waveguides / M. J. Shaw, J. Guo, G. A. Vawter, S. Habermehl, C. T. Sullivan // Micromachining Technology for Micro-Optics and Nano-Optics III. 2005. Vol. 2720. P. 109–118. doi: 10.1117/12.588828

16. Васильев В. Ю. Технологии получения тонких пленок нитрида кремния для микроэлектроники и микросистемной техники. Ч. 8: Влияние водорода в пленках на их свойства // Нано- и микросистемная техника. 2019. Т. 21, № 6. С. 352–367. doi: 10.17587/ nmst.21.352-367

17. Extraction of the optical properties of waveguides through the characterization of silicon-oninsulator integrated circuits / A. A. Ershov, A. I. Eremeev, A. A. Nikitin, A. B. Ustinov // Microwave and Optical Technology Letters. 2023. Vol. 65, iss. 8. P. 2451–2455. doi: 10.1002/mop.33675

18. Silicon microring resonators / W. Bogaerts, P. De Heyn, T. Van Vaerenbergh, K. De Vos, S. Kumar Selvaraja, T. Claes, P. Dumon, P. Bienstman, D. Van Thourhout, R. Baets // Laser & Photonics Reviews. 2012. Vol. 6, iss. 1. P. 47–73. doi: 10.1002/ lpor.201100017

Влияние отжига на волноведущие свойства планарных волноводов, изготовленных на основе пленок из нитрида кремния различной толщины Effect of Annealing Treatment on the Optical Properties of Silicon Nitride Waveguides 19. Nonlinear frequency response of the multiresonant ring cavities / A. A. Nikitin, V. V. Vitko, M. A. Cherkasskii, A. B. Ustinov, B. A. Kalinikos // Results in Physics. 2020. Vol. 18. P. 103279. doi: 10.1016/j.rinp.2020.103279

Информация об авторах

Ершов Александр Александрович – аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 12 научных работ. Сфера научных интересов – радиофотоника; интегральная оптика.

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

E-mail: aaershov@etu.ru

https://orcid.org/0000-0003-3600-4946

Чекмезов Кирилл Николаевич – студент 1-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – радиофотоника; нелинейная динамика.

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

E-mail: chekmezovkn@gmail.com

https://orcid.org/0009-0005-9179-1112

Буровихин Антон Павлович – инженер 2-й категории лаборатории технологии материалов и элементов интегральной радиофотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 17 научных работ. Сфера научных интересов – сегнетоэлектрики; мультиферроики; пироэлектричество; электрокалорика.

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

E-mail: antonburovihin@mail.ru

https://orcid.org/0000-0002-5147-0630

Никитин Андрей Александрович – кандидат физико-математических наук (2011), 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 – нелинейные волновые процессы; радиофотоника; спин-волновая электроника.

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

E-mail: aanikitin@etu.com

https://orcid.org/0000-0002-4226-4341

Аболмасов Сергей Николаевич – кандидат физико-математических наук (2003), ведущий технолог ООО "НТЦ тонкопленочных технологий в энергетике", научный сотрудник Физико-технического института им. А. Ф. Иоффе. Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – физика низкотемпературных плазменных разрядов; газофазное осаждение; тонкопленочные солнечные элементы.

Адрес: ООО "НТЦ тонкопленочных технологий в энергетике", ул. Политехническая, д. 28, Санкт-Петербург, 194064, Россия

E-mail: s.abolmasov@hevelsolar.com

https://orcid.org/0000-0002-8877-8372

Сташкевич Андрей Александрович – доктор физико-математических наук (1995), заслуженный профессор (2020) Галилеевского института (Institut Galilée) Университета Сорбонна Париж Север (Лаборатория физико-химических свойств материалов LSPM). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – спинтроника; магноника; мандельштам-бриллюэновская спектроскопия; радиофотоника.

Адрес: Лаборатория физико-химических свойств материалов, LSPM – CNRS UPR3407, Ж. Б. Клемана авеню, д. 99, Вилльтанёз, 93 430, Франция

E-mail: stachkevitch@univ-paris13.fr

Теруков Евгений Иванович – доктор технических наук (1992), заведующий лабораторией Физикотехнического института им. А. Ф. Иоффе РАН, профессор кафедры фотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 500 научных работ. Сфера научных интересов – физика и технология аморфных полупроводников, возобновляемая энергетика.

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

Влияние отжига на волноведущие свойства планарных волноводов, изготовленных на основе пленок из нитрида кремния различной толщины Effect of Annealing Treatment on the Optical Properties of Silicon Nitride Waveguides Еськов Андрей Владимирович – кандидат технических наук (2014), руководитель лаборатории технологии материалов и элементов интегральной радиофотоники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – сегнетоэлектрики; электрокалорический эффект; пироэлектрический эффект; мультиферроики; интегральная радиофотоника.

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

E-mail: aeskow@gmail.com

https://orcid.org/0000-0001-5770-1543

Семенов Александр Анатольевич – доктор технических наук (2017), заведующий кафедрой физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – электроника СВЧ; сегнетоэлектрики; технология тонких пленок; мультиферроики; интегральная радиофотоника.

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

E-mail: aasemenov@etu.ru

https://orcid.org/0000-0003-2348-3773

Устинов Алексей Борисович – доктор физико-математических наук (2012), профессор кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – линейные и нелинейные колебания и волны в магнитных пленках и слоистых структурах; СВЧ-электроника; радиофотоника.

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

E-mail: Ustinov_rus@yahoo.com

https://orcid.org/0000-0002-7382-9210

References

1. Ji X., Roberts S., Corato-Zanarella M., Lipson M. Methods to Achieve Ultra-High Quality Factor Silicon Nitride Resonators. APL Photonics. 2021, vol. 6, iss. 7, p. 071101. doi: 10.1063/5.0057881

2. Liu J., Huang G., Wang R. N., He J., Raja A. S., Liu T., Engelsen N. J., Kippenberg T. J. High-Yield, Wafer-Scale Fabrication of Ultralow-Loss, Dispersion-Engineered Silicon Nitride Photonic Circuits. Nature Communications. 2021, vol. 12, iss. 1, p. 2236. doi: 10.1038/s41467-021-21973-z

3. Jin W., Yang Q. F., Chang L., Shen B., Wang H., Leal M. A., Wu L., Gao M., Feshali A., Paniccia M., Vahala K. J., Bowers J. E. Hertz-Linewidth Semiconductor Lasers Using CMOS-Ready Ultra-High-Q Microresonators. Nature Photonics. 2021, vol. 15, iss. 5, pp. 346–353. doi: 10.1038/s41566-021-00761-7

4. El Dirani H., Youssef L., Petit-Etienne C., Kerdiles S., Grosse P., Monat C., Pargon E., Sciancalepore C. Ultralow-Loss Tightly Confining Si3N4 Waveguides and High-Q Microresonators. Optics Express. 2019, vol. 27, iss. 21, pp. 30726–30740. doi: 10.1364/OE.27.030726

5. Ooi K. J. A., Ng D. K. T., Wang T., Chee A. K. L., Ng S. K., Wang Q., Ang L. K., Agarwal A. M., Kimerling L. C., Tan D. T. H. Pushing the Limits of CMOS Optical Parametric Amplifiers with USRN:Si7N3 Above the Two-Photon Absorption Edge. Nature Communications. 2017, vol. 8, iss. 1, p. 13878. doi: 10.1038/ncomms13878

6. Brasch V., Chen Q. F., Schiller S., Kippenberg T. J. Radiation Hardness of High-Q Silicon Nitride Microresonators for Space Compatible Integrated Optics. Optics Express. 2014, vol. 22, iss. 25, pp. 30786–30794. doi: 10.1364/OE.22.030786

7. Marpaung D., Yao J., Capmany J. Integrated Microwave Photonics. Nature Photonics. 2019, vol. 13, iss. 2, pp. 80–90. doi: 10.1038/s41566-018-0310-5

8. Blumenthal D. J., Heideman R., Geuzebroek D., Leinse A., Roeloffzen C. Silicon Nitride in Silicon Photonics. Proc. of the IEEE. 2018, vol. 106, iss. 12, pp. 2209– 2231. doi: 10.1109/JPROC.2018.2861576

9. Kippenberg T. J., Gaeta A. L., Lipson M., Gorodetsky M. L. Dissipative Kerr Solitons in Optical Microresonators. Science. 2018, vol. 361, iss. 6402, p. eaan8083. doi: 10.1126/science.aan808

10. Capmany J., Novak D. Microwave Photonics Combines Two Worlds. Nature Photonics. 2007, vol. 1, iss. 6, pp. 319–330. doi: 10.1038/nphoton.2007.89

11. Marpaung D., Yao J., Capmany J. Integrated Microwave Photonics. Nature Photonics. 2019, vol. 13, iss. 2, pp. 80–90. doi: 10.1038/s41566-018-0310-5

12. Pfeiffer M. H. P., Herkommer C., Liu J., Morais T., Zervas M., Geiselmann M., Kippenberg T. J. Photonic Damascene Process for Low-Loss, High-Confinement Silicon Nitride Waveguides. IEEE J. of Selected Topics in Quantum Electronics. 2018, vol. 24, iss. 4, pp. 1–11. doi: 10.1109/JSTQE.2018.2808258

13. Wang L., Xie W., Van Thourhout D., Zhang Y., Yu H., Wang S. Nonlinear Silicon Nitride Waveguides Based on a PECVD Deposition Platform. Optics Express. 2018, vol. 26, iss. 8, pp. 9645–9654. doi: 10.1364/OE.26.009645

14. Ay F., Aydinli A. Comparative Investigation of Hydrogen Bonding in Silicon Based PECVD Grown Dielectrics for Optical Waveguides. Optical Materials. 2004, vol. 26, iss. 1, pp. 33–46. doi: 10.1016/ j.optmat.2003.12.004

15. Shaw M. J., Guo J., Vawter G. A., Habermehl S., Sullivan C. T. Fabrication Techniques for Low-Loss Silicon Nitride Waveguides. Micromachining Technology for Micro-Optics and Nano-Optics III. 2005, vol. 2720, pp. 109–118. doi: 10.1117/12.588828

16. Vasilev V. Yu. Silicon Nitride Thin Film Deposition for Microelectronics and Microsystems Technologies. Part 8. Hydrogen Influence on Basic Film Properties. *Nano- i mikrosistemnaya tekhnika*. 2019, vol. 21, no. 6, pp. 352–367. doi: 10.17587/nmst.21.352-367 (In Russ.) 17. Ershov A. A., Eremeev A. I., Nikitin A. A., Ustinov A. B. Extraction of the Optical Properties of Waveguides Through the Characterization of Silicon-On-Insulator Integrated Circuits. Microwave and Optical Technology Letters. 2023, vol. 65, iss. 8, pp. 2451–2455. doi: 10.1002/mop.33675

18. Bogaerts W., De Heyn P., Van Vaerenbergh T., De Vos K., Kumar Selvaraja S., Claes T., Dumon P., Bienstman P., Van Thourhout D., Baets R. Silicon Microring Resonators. Laser & Photonics Reviews. 2012, vol. 6, iss. 1, pp. 47–73. doi: 10.1002/lpor.201100017

19. Nikitin A. A., Vitko V. V., Cherkasskii M. A., Ustinov A. B., Kalinikos B. A. Nonlinear Frequency Response of the Multi-Resonant Ring Cavities. Results in Physics. 2020, vol. 18, p. 103279. doi: 10.1016/j.rinp.2020.103279

Information about the authors

Alexander A. Ershov, Postgraduate student of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 12 scientific publications. Area of expertise: microwave photonics; integrated optics.

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

https://orcid.org/0000-0003-3600-4946

Kirill N. Chekmezov, 1-st year master degree student of Saint Petersburg Elecrotechnical University. The author of 1 scientific publication. Area of expertise: microwave photonics; nonlinear dynamics.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia E-mail: chekmezovkn@gmail.com

https://orcid.org/0009-0005-9179-1112

Anton P. Burovikhin, engineer of the Laboratory of Technology of Materials and Elements of Integrated Radiophotonics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 17 scientific publications. Area of expertise: ferroelectrics; multiferroics; pyro-electricity; electrocaloris.

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

https://orcid.org/0000-0002-5147-0630

Andrey A. Nikitin, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2011), Associate Professor of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: nonlinear dynamics; microwave photonics; spin wave electronics.

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

https://orcid.org/0000-0002-4226-4341

Sergey N. Abolmasov, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2003), leading technologist of the Scientific and Technical Center of Thin Film Technologies in Energy LLC, research fellow at the Ioffe Institute. The author of more than 60 scientific publications. Area of expertise: physics of low-temperature plasma discharges; chemical vapor deposition; thin-film solar cells.

Address: Scientific and Technical Center of Thin Film Technologies in Energy LLC, 28, Politekhnicheskaya St., St Petersburg 194064, Russia

E-mail: s.abolmasov@hevelsolar.com

https://orcid.org/0000-0002-8877-8372

Andrey A. Stashkevich, Dr Sci. (Phys-Math.) (1994), Emeritus Professor (2020) of Physics, Institut Galilee, Université Sorbonne Paris Nord. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: spintronics; magnonics; Brillouin spectroscopy; radiophotonics.

Address: Laboratoire des Sciences des Procedes et des Materiaux- LSPM – CNRS UPR3407, 99, J. B. Clement Ave., Villetaneuse 93 430, France

E-mail: stachkevitch@univ-paris13.fr

Evgeniy I. Terukov, Dr Sci. (Eng.) (1993), Vice Director of Science of the Scientific and Technical Center for Thin-Film Technologies in Energy at the Ioffe Institute. Professor of the Department of Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 500 scientific publications. Area of expertise: physics and technology of amorphous semiconductors; renewable energy.

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

Andrey V. Eskov, Cand. Sci. (Eng.) (2014), Head of the Laboratory of Technology of Materials and Elements of Integrated Microwave Photonics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: ferroelectrics; electrocaloric effect; pyroelectric effect; multiferroics; integrated microwave photonics.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia E-mail: aeskow@gmail.com

https://orcid.org/0000-0001-5770-1543

Alexander A. Semenov, Dr Sci. (Eng.) (2017), Head of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: microwave electronics; thin films technology; ferroelectrics; multiferroics; integrated microwave photonics.

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

https://orcid.org/0000-0003-2348-3773

Alexey B. Ustinov, Dr. Sci. (Phys.-Math.) (2012), Professor of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: linear and nonlinear properties of oscillations and waves in ferromagnetic films and layered structures; microwave devices, microwave photonics.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia E-mail: Ustinov_rus@yahoo.com

https://orcid.org/0000-0002-7382-9210

Некролог



На 78-м году скоропостижно ушел из жизни ответственный секретарь журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника" 2015–2021 гг., старший научный сотрудник, кандидат технических наук Владислав Алексеевич Мейев.

Вся жизнь Владислава Алексеевича была неразрывно связана с СПбГЭТУ "ЛЭТИ". В 1964 г. он поступил на вечерний факультет, который окончил в 1970 г., получив специальность инженера электронной техники. Работал на кафедре радиотехнической электроники (сейчас – кафедра микроволновой электроники), пройдя путь от лаборанта до ведущего научного сотрудника.

Владислав Алексеевич был увлечен научной деятельностью, которая была связана с моделированием СВЧ-приборов. Некоторое время преподавал. Закончив аспирантуру, в 1982 г. защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. В 1990 г. ему было присвоено звание старшего научного сотрудника по специальности "Вакуумная и плазменная электроника".

В 2001 г. В. А. Мейев был награжден нагрудным знаком "Почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации".

~

В 2008 г. Владислав Алексеевич перешел в Научно-методический центр НИЧ на должность ведущего научного сотрудника и заместителя директора, где на протяжении долгих лет успешно занимался научно-методической деятельностью. Он внес весомый вклад в создание информационно-аналитической системы мониторинга научного потенциала вузов и научных организаций Министерства образования России, а также методики и оценки возможности создания диссертационных советов в вузах Минобрнауки на основе показателей научного и кадрового потенциала.

Владислав Алексеевич Мейев принимал активное участие в развитии научно-технических изданий университета, работая ответственным секретарем в журнале «Известия СПбГЭТУ "ЛЭТИ"», а с 2015 г. – в журнале "Известия выспих учебных заведений России. Радиоэлектроника". Именно под его руководством это издание выдвинулось на ведущие позиции среди журналов своего направления, войдя в 100 лучших и в ядро РИНЦ, а также получило государственную продержку на развитие. Благодаря его усилиям журнал "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника" был выведен на качественно новый уровень, отвечающий международным нормам.

В. А. Мейев разработал целый пакет методических и нормативных документов, а также шаблонов применительно к журнальной деятельности.

В 2023 г. он возглавил вновь созданную Объединенную научную редакцию СПбГЭТУ "ЛЭТИ", на посту директора которой провел масштабную и значимую работу по качественному развитию научных журналов университета.

Владислав Алексеевич Мейев пользовался глубоким уважением и авторитетом среди коллег как профессионал своего дела, успешный организатор и талантливый аналитик. Его всегда отличали интеллигентность, честность, отзывчивость и житейская мудрость.

Память о Владиславе Алексеевиче Мейеве навсегда сохранится в сердцах его коллег, соратников и учеников.

Коллектив Объединенной научной редакции

ПАМЯТИ ВЛАДИСЛАВА АЛЕКСЕЕВИЧА МЕЙЕВА

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц, обзорной статьи не более 20 страниц);
- электронную копию статьи;
- 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;
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

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 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 учебныки, 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 индентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида http://orcid.org/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 A4. 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 наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197022, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 литера 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 27 № 2 2024

Vol. 27 No. 2 2024

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 26.04.24. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Печать цифровая. Уч.-изд. л. 17.94. Печ. л. 17.25. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 53. Цена свободная.

Signed to print 26.04.24. Sheet size 60×84 1/8. Educational-ed. liter. 17.94. Printed sheets 17.25. Number of copies 300. Printing plant 1–150 copies. Order no. 53. Free price.

> Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ» 197022, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 Ф

ETU Publishing house 5 F Prof. Popov St., St Petersburg 197022, Russia