



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 26 № 5 2023



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 26 No. 5 2023

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2023

Saint Petersburg
ETU Publishing house

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

Индекс по каталогу АО «Почта России» П4296

Учредитель и издатель: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"»

им. В. И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»)

Журнал основан в 1998 г.

Издается 6 раз в год.

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

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

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

Редакция журнала:

197022, Санкт-Петербург,

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

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

А. В. СОЛОМОНОВ, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

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

ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ

В. М. КУТУЗОВ, д.т.н., 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

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

Технический университет, Ильменау, Германия

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

Alexei KANAREYKIN, Dr. Sci., гл. исполн. директор, Euclid TechLabs LLC, Солон, США

Erkki LANDEKANTA, 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

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

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

Журнал выполняет следующие задачи:

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

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

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



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0



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

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

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

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

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

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

Vladimir M. KUTUZOV, Dr Sci. (Eng.), 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

Alexei KANAREYKIN, Dr Sci. (Phys.-Math.), President/CEO of Euclid TechLabs LLC, Solom, USA

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

EXECUTIVE SECRETARY

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

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

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Обзорные статьи

Радиолокация и радионавигация

Ипатов В. П. Работы школы ЛЭТИ в области синтеза оптимальных дискретных сигналов.....6

Научные статьи

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Секенова А., Кенжегулова З. М., Сагиева И. Е., Газизов Т. Р. Аналитические модели временного отклика микрополосковой линии с двумя дополнительными симметричными проводниками сверху при различных граничных условиях на их концах.....21

Филиппович Г. А., Янцевич М. А. Гибкие аппроксимирующие функции: резонансные нагрузки.....31

Tran Huu Nghi, Podstrigaev A. S., Nguyen Trong Nhan, Ikonenko D. A. Parameter Justification of a Signal Recognition Algorithm Based on Detection at Two Intermediate Frequencies.....40

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Станковский А. В., Поленга С. В., Стригова Е. А., Саломатов Ю. П. Антенные системы с широкоугольным механоэлектрическим сканированием.....50

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

Пискун Г. А., Алексеев В. Ф., Степченков О. В., Попов А. Н., Беликов А. Н., Рыбаков Д. Г. Влияние конфигурации и формы внешних ребер герметичных корпусов технических средств на эффективность отведения тепла от процессора.....63

Радиолокация и радионавигация

Дао Ван Лук, Коновалов А. А., Ле Минь Хоанг. Алгоритм распознавания малоразмерных воздушных целей по траекторным признакам в полуактивной РЛС.....76

Микро- и нанoeлектроника

Данилов Д. С., Дроздов А. В., Батоев Ц. М., Ламанов Ю. А., Загородний А. С., Малютин Н. Д. Смеситель частот диапазона 13...67 ГГц.....89

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

Пыко Н. С., Орандаренко Е. Д., Богачев М. И. Статистический анализ локальных экстремумов взволнованной морской поверхности на основе данных математического моделирования.....99

От редакции

Правила для авторов статей.....112

CONTENTS

Review articles

Radar and Navigation

Ipatov V. P. Contribution of the Scientific School of Saint Petersburg Electrotechnical University in the Field of Optimal Discrete Signal Design.....6

Original articles

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

Sekenova A., Kenzhegulova Z. M., Sagieva I. Y., Gazizov T. R. Analytical Models for the Time Response of a Microstrip Line with Two Additional Symmetrical Conductors on Top under Different Boundary Conditions at Their Ends.....21

Filippovich G. A., Yantsevich M. A. Flexible Approximation Functions: Resonant Loads.....31

Tran Huu Nghi, Podstrigaev A. S., Nguyen Trong Nhan, Ikonenko D. A. Parameter Justification of a Signal Recognition Algorithm Based on Detection at Two Intermediate Frequencies.....40

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Stankovsky A. V., Polenga S. V., Strigova Ye. A., Salomatov Yu. P. Antenna Systems with Wide-Angle Mechanoelectrical Beam Steering.....50

Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities

Piskun G. A., Alexeev V. F., Stepchankou A. V., Popov A. N., Belikov A. N., Rybakov D. G. Effect of the Configuration and Shape of External Ribs of Sealed Enclosures of Electronic Devices on Heat Removal Efficiency.....63

Radar and Navigation

Dao Van Luc, Konovalov A. A., Le Minh Hoang. Algorithm for Recognition of Small Air Targets by Trajectory Features in Passive Bistatic Radar.....76

Micro- and Nanoelectronics

Danilov D. S., Drozdov A. V., Batoev Ts. M., Lamanov Yu. A., Zagorodny A. S., Malyutin N. D. 13...67 GHz Frequency Mixer.....89

Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product

Pyko N. S., Orandarenko E. D., Bogachev M. I. Statistical Analysis of Local Extrema in Rough Sea Surfaces Based on Computer Simulation.....99

From the Editor

Author's Guide.....112

Работы школы ЛЭТИ в области синтеза оптимальных дискретных сигналов

В. П. Ипатов✉

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

✉vripatov@etu.ru

Аннотация

Введение. Многочисленные современные инфокоммуникационные системы имеют в своей основе широкополосную философию, т. е. используют сигналы с большим произведением ширины спектра на длительность. Для многих подобных систем характерно использование дискретных сигналов, представляющих собой последовательности стандартных импульсов, манипулированных по фазе и амплитуде. Синтез кодовых последовательностей для таких сигналов является достаточно наукоемкой задачей, опирающейся на серьезный математический аппарат. В обзоре излагаются результаты исследований школы ЛЭТИ в области синтеза кодовых последовательностей с идеальной или почти идеальной автокорреляцией, а также кодовых ансамблей для CDMA-сетей.

Цель работы. Обзор призван познакомить читателя с итогами многолетних исследований школы ЛЭТИ в области синтеза дискретных сигналов.

Материалы и методы. Основу материала составляют публикации специалистов кафедры радиосистем ЛЭТИ, а также те работы отечественных и зарубежных коллег, цитирование которых необходимо для целостности изложения. При этом материал отсылает только к наиболее значимым в теоретическом плане текстам, опубликованным в ведущих отечественных и зарубежных изданиях за последние четыре десятилетия, оставляя за рамками обзора многочисленные статьи прикладного характера, а также авторские свидетельства и патенты. В то же время сочтено целесообразным цитирование зарубежных публикаций, прямо указывающих на приоритетный характер разработок презентуемого коллектива и их практическое использование в реализованных проектах инфокоммуникационного направления.

Результаты. Итоги обсуждаемых исследований существенно расширяют номенклатуру дискретных сигналов, привлекательных для беспроводных инфокоммуникационных приложений.

Заключение. Решения ряда актуальных задач синтеза последовательностей с необходимыми метрическими свойствами имеют оригинальный характер и большую прикладную значимость.

Ключевые слова: дискретный сигнал, кодовая последовательность, боковой лепесток АКФ, идеальная автокорреляция, кодовое разделение, сигнатурный ансамбль, корреляционный пик

Для цитирования: Ипатов В. П. Работы школы ЛЭТИ в области синтеза оптимальных дискретных сигналов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 5. С. 6–20. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-6-20

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 23.03.2023; принята к публикации после рецензирования 07.06.2023; опубликована онлайн 29.11.2023

Contribution of the Scientific School of Saint Petersburg Electrotechnical University in the Field of Optimal Discrete Signal Design

Valery P. Ipatov✉

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉vipatov@etu.ru

Abstract

Introduction. Numerous modern infocommunication systems are based on the spread spectrum technology, i.e., on the use of signals with a large bandwidth-duration product. Many such systems implement discrete signals, which are sequences of standard pulses manipulated in phase and amplitude. The design of code sequences for such signals is a fairly knowledge-intensive task requiring a serious mathematical apparatus. This review presents the results of Saint Petersburg Electrotechnical University school in the field of synthesis of code sequences with ideal or nearly ideal autocorrelation, as well as code ensembles for CDMA networks.

Aim. To acquaint the reader with the results of long-term research carried out by Saint Petersburg Electrotechnical University school in the field of discrete signal design.

Materials and methods. The materials under review included the publications of specialists from the Radio System Department of Saint Petersburg Electrotechnical University and those published by domestic and foreign researchers on the corresponding topics. The major focus was to review the most theoretically significant texts published in leading domestic and foreign journals over the past four decades, leaving applied studies, copyright certificates and patents outside the scope of the review. At the same time, the review included those foreign publications of applied nature that are significant for the development of information and communication projects.

Results. The reviewed publications significantly expand the range of discrete signals that are promising for wireless infocommunication applications.

Conclusion. Solutions of a number of the studied topical problems to design sequences with the necessary metric properties are of an original nature and great practical importance.

Keywords: discrete signal, code sequence, ACF sidelobe, perfect autocorrelation, CDMA, signature ensemble, correlation peak

For citation: Ipatov V. P. Contribution of the Scientific School of Saint Petersburg Electrotechnical University in the Field of Optimal Discrete Signal Design. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 5, pp. 6–20. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-6-20

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

Submitted 23.03.2023; accepted 07.06.2023; published online 29.11.2023

Введение. Дискретные широкополосные сигналы нашли массовое применение в современных беспроводных инфокоммуникационных системах. Показательны в этом отношении примеры радионавигации космического базирования (GPS, ГЛОНАСС, Galileo и т. д.), сетей мобильной связи, радиолокационных комплексов и др., где в полной мере утилизируются ценные преимущества широкополосной философии [1–3] в гармоничном сочетании с технологическими трендами цифровой эры.

Исследования в области синтеза дискретных сигналов на кафедре радиосистем ЛЭТИ имеют почти полувековую историю. К середине 70-х гг. в исследовательской группе проф. Ю. А. Коломенского сформировалась компактная команда

сотрудников, объединенных общим интересом к передовым на тот момент идеям широкополосной радиоэлектроники и сопутствующим им проблемам оптимизации сигналов. Первые работы в этой области были связаны с актуальными в 60–70-е гг. проектами сетей дальней навигации наземного базирования, использующих сигналы с пониженной пиковой мощностью. В дальнейшем поиски соответствующей направленности стимулировались также заинтересованностью со стороны бурно развивавшейся спутниковой радионавигации, радиолокации с квазинепрерывным излучением и т. п.

В предлагаемом обзоре будут рассмотрены дискретные сигналы, представляющие собой последовательности стандартных импульсов (чи-

пов), повторяющихся с регулярным интервалом и манипулированных по фазе и амплитуде. Комплексная огибающая $\dot{S}(t)$ подобного сигнала описывается моделью

$$\dot{S}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \dot{S}_0(t - i\Delta), \quad (1)$$

где $\dot{S}_0(t)$ – комплексная огибающая чипа; Δ – период повторения чипов; $\dots, a_{-1}, a_0, a_1, \dots$ – кодовая последовательность, задающая закон манипуляции комплексных амплитуд чипов.

В приложении к гауссовскому каналу приоритетную важность имеют корреляционные свойства кодовых последовательностей в модели (1). Если требуется единственный сигнал, ключевая роль принадлежит автокорреляционной функции (АКФ): аperiodической (импульсной) $R_a(m)$, если сигнал представляет собой пакет из N чипов:

$$R_a(m) = \begin{cases} \sum_{i=m}^{N-1} a_i a_{i-m}^*, & m \geq 0; \\ \sum_{i=0}^{N+m-1} a_i a_{i-m}^* = R_a^*(-m), & m \leq 0, \end{cases}$$

и периодической $R_p(m)$, если кодовая последовательность периодически повторяется с периодом в N чипов:

$$R_p(m) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i a_{i-m}^*, \quad (2)$$

$$a_{i+kN} = a_i; \quad i, k = \dots, -1, 0, 1, \dots$$

Понятно, что периодический сигнал можно получить повторением аperiodического с периодом $N\Delta$. В обоих случаях N принято называть длиной кодовой последовательности. Синтез сигналов, АКФ которых подобна АКФ одиночного чипа, является содержательной и зачастую весьма непростой задачей, настоящий запрос на решение которой характерен для систем, имеющих целью измерение времени, разрешение сигналов, синхронизацию временных шкал и т. п.

В тех же случаях, когда необходимо множество (ансамбль) K сигналов, наряду с автокорреляционными приходится контролировать и

взаимно-корреляционные свойства кодовых последовательностей. Так, для сигналов с номерами k и l аperiodическая $R_{a,kl}(m)$ и периодическая $R_{p,kl}(m)$ взаимные корреляционные функции (ВКФ) даются соотношениями

$$R_{a,kl}(m) = \begin{cases} \sum_{i=m}^{N-1} a_{k,i} a_{l,i-m}^*, & m \geq 0; \\ \sum_{i=0}^{N+m-1} a_{k,i} a_{l,i-m}^*, & m \leq 0; \end{cases} \quad (3)$$

$$R_{p,kl}(m) = \sum_{i=0}^{N-1} a_{k,i} a_{l,i-m}^*,$$

где $a_{k,i}$ ($k = 1, 2, \dots, K$; $i = \dots, -1, 0, 1, \dots$) – кодовая последовательность k -го сигнала. Задачи синтеза ансамблей слабо коррелированных сигналов возникают при построении многопользовательских систем с кодовым разделением (спутниковая радионавигация, мобильная связь и пр.).

Бинарные последовательности с малыми потерями на подавление боковых лепестков периодической АКФ. Как уже отмечалось, в приложениях, связанных с оценкой времени прихода сигнала, за идеальную аperiodическую АКФ (АПАКФ) $R_a(m)$ естественно было бы принять АКФ одиночного чипа, иными словами, такую, которая отличается от нуля в единственной точке $m = 0$. Для нетривиального дискретного сигнала, однако, $N > 1$ и подобная АПАКФ нереализуема хотя бы потому, что $R_a(N-1) = a_{N-1} a_0^* \neq 0$, т. е. АПАКФ помимо основного лепестка, отвечающего $m = 0$, имеет и боковые при каких-то ненулевых m . Понятно, что уровень боковых лепестков желательно иметь как можно меньшим, что находит отражение в минимаксном критерии оптимальности дискретного сигнала, формализуемом после перехода к нормированным АКФ следующим образом:

$$\rho_{a \max} = \max_{m \neq 0} \left| \frac{R_a(m)}{R(0)} \right| = \min. \quad (4)$$

Уровень боковых лепестков ПАКФ можно охарактеризовать аналогичным показателем:

$$\rho_{p \max} = \max_{m=1, 2, \dots, N-1} \left| \frac{R_p(m)}{R(0)} \right|. \quad (5)$$

Заметим, что индексы в знаменателях дробей в (4)–(5) опущены, поскольку $R_a(0)$ и $R_p(0)$ тождественно равны.

Максимальные боковые лепестки АПАКФ и ПАКФ связаны неравенством [3–5]

$$\rho_{a \max} \geq \frac{1}{2} \rho_{p \max},$$

показывающим, что "хорошие" аperiodические сигналы (имеющие малые боковые лепестки АПАКФ) могут быть найдены только среди сигналов с низкими боковыми лепестками ПАКФ. Этот факт является одним из оснований первоочередного интереса к дискретным сигналам, обладающим идеальной ПАКФ

$$\rho_p(m) = \frac{R_p(m)}{R(0)} = \begin{cases} 1, & m = 0, \\ 0, & m \neq 0. \end{cases} \quad (6)$$

Подчеркнем, что, в отличие от АПАКФ, уровень бокового лепестка ПАКФ не ограничен снизу, так как в сумме в (2) возможна взаимная компенсация слагаемых. Разумеется, для идеальной ПАКФ $\rho_{p \max} = 0$.

Помимо изложенного существенным стимулом к поиску кодовых последовательностей с идеальной ПАКФ служит широкое распространение в реальных приложениях сигналов периодической структуры, привлекательность которых определяется именно свойствами ПАКФ. Если пропустить сигнал с идеальной ПАКФ через фильтр, согласованный с однопериодным отрезком сигнала, установившийся отклик фильтра примет вид повторяющихся с периодом $N\Delta$ главных пиков, между которыми никаких ненулевых всплесков наблюдаться не будет. Это означает, что наложенные друг на друга сдвинутые (например, многолучевые) копии сигнала при адекватном выборе параметров N и Δ окажутся полностью разрешенными, чем и объясняется особая прикладная ценность сигналов с ПАКФ вида (6).

При поиске кодовых последовательностей с требуемыми корреляционными характеристиками алфавит, которому принадлежат символы

a_i , обычно фиксируется априори исходя из технологических возможностей, аппаратного ресурса и т. д. В этом свете предпочтение нередко отдается бинарным последовательностям (БП) с алфавитом $\{\pm 1\}$ как наиболее простым в реализации и идеально сопрягающимся с цифровой идеологией современных приемопередающих устройств. К сожалению, бинарный алфавит несовместим с идеальностью ПАКФ: на основании результатов [6] и ряда последующих работ [7–9] можно утверждать о несуществовании БП с ПАКФ вида (6) ни для каких длин, за исключением $N = 4$. Подобная констатация вместе с кратностью четырем разности между длиной БП и любым отсчетом ее ненормированной ПАКФ приводит к нижним границам максимального периодического бокового лепестка БП длины N :

$$\rho_{p \max} \geq \begin{cases} \frac{1}{N}, & N \equiv 1 \pmod{2}; \\ \frac{2}{N}, & N \equiv 2 \pmod{4}; \\ \frac{4}{N}, & N \equiv 0 \pmod{4}. \end{cases} \quad (7)$$

Известно достаточно много минимаксных, т. е. достигающих границ (7) БП [4]. Вместе с тем в приложениях встречаются сценарии, например в каналах с очень большим превышением прямого сигнала многолучевыми копиями, когда нужное качество приема гарантируется лишь при чрезмерной длине минимаксной БП, неприемлемой с точки зрения начального ввода в синхронизм или по иным соображениям. Остаться в рамках бинарного алфавита в подобных ситуациях удастся, если перейти к рассогласованной обработке, обнуляющей все боковые лепестки ПАКФ на периоде повторения сигнала.

В [10–12] показано, что фильтр, подавляющий все боковые лепестки ПАКФ (ФПБЛ), может быть построен для любой последовательности, не имеющей нулевых компонент ДПФ-спектра. Поскольку коэффициент передачи такого фильтра в ДПФ-базисе обратен ДПФ-спектру кодовой последовательности, он, по существу, является инверсным фильтром или, эквивалентно, нуль-форсирующим эквалайзером. Несуществование БП с идеальной ПАКФ

означает рассогласованность ФПБЛ для таких последовательностей, т. е. обработка БП подобным фильтром сопровождается энергетическими потерями. Значение этих потерь γ увеличивается по мере возрастания неравномерности ДПФ-спектра БП, количественно характеризуемой отношением среднего арифметического мощностей спектральных компонент к их среднему гармоническому. В случае ФМ-сигнала, в частности для БП [3, 5, 11, 12]

$$\gamma = \sum_{k=0}^{N-1} |\tilde{a}_k|^{-2},$$

где \tilde{a}_k ($k = 0, 1, \dots, N-1$) – ДПФ-спектр БП.

Изложенное позволяет в корне изменить стратегию оптимизации БП, перейдя к критерию качества БП, альтернативному минимуму. Действительно, коль скоро полное избавление от периодических боковых лепестков осуществимо для весьма широкого класса БП, разумно считать оптимальной ту БП, для которой обработка в ФПБЛ чревата минимальными энергетическими потерями. В качестве первого шага в этом направлении был предпринят исчерпывающий поиск БП, глобально оптимальных по критерию потерь в ФПБЛ, результаты которого, приведенные в [5, 13], показывают, что для большинства длин в диапазоне $N \leq 30$ значения потерь γ не выходят за пределы десятых долей децибела. Так как экспоненциальный рост вычислительных затрат исключает использование переборной стратегии для практически значимых длин, последующие исследования были сфокусированы на отыскании регулярных алгоритмов построения БП с малыми (без гарантии глобальной оптимальности) потерями γ . Чрезвычайно эффективным в этом плане оказался синтезированный в [14, 15] алгоритм, описание которого на алгебраическом языке сводится к следующему. Пусть $GF(q)$ – основное поле Галуа порядка $q = p^w$, где p – простое, а w – натуральное число. Пусть $GF(q^n)$ – расширение степени n поля $GF(q)$; ξ – примитивный элемент расширенного поля $GF(q^n)$; $\text{tr}(x)$ – след элемента x расширенного поля $GF(q^n)$ в основном поле $GF(q)$.

Пусть v – делитель $q-1$, а $\theta: G \rightarrow \{\pm 1\}$ – некоторое отображение мультипликативной подгруппы G порядка v основного поля $GF(q)$ на бинарный алфавит. Тогда искомая БП задается правилом

$$a_i = \theta[\text{tr}^u(\xi^i)], i = \dots, -1, 0, 1, \dots, \quad (8)$$

где $u = (q-1)/v$. Период подобной БП $N = v(q^n - 1)/(q-1)$. Несмотря на абстрактный характер сформулированного алгоритма, его интерпретация достаточно прозрачна. Как известно [3, 5, 16], последовательность $\text{tr}(\xi^i)$, $i = \dots, -1, 0, 1, \dots$, есть q -ичная m -последовательность длины $L = q^n - 1$. Поэлементное возведение ее в степень u приводит к последовательности символов, принадлежащих подгруппе G , повторяющихся с периодом $N = v(q^n - 1)/(q-1)$. Последний шаг состоит в замене символов подгруппы G бинарными в соответствии с отображением θ . В итоге БП (8) может быть сформирована q -ичным регистром сдвига памяти n , к выходу которого подключен преобразователь, переводящий q -ичные символы в бинарные.

Как было установлено, правило (8) порождает наиболее привлекательные БП при отображении θ , основанном на (v, r) разностном множестве [5, 17], т. е. переводящем r элементов подгруппы G в -1 , а $v-r$ остальных вместе с нулем поля $GF(q)$ – в $+1$. Дополнительным достоинством БП при этом оказывается предельная простота ФПБЛ, коэффициенты которого в трансверсальной реализации принимают не более трех различных значений, причем случай $v=1$ отвечает известным БП Зингера [4, 5, 18], для которых число различных коэффициентов ФПБЛ сокращается до двух.

В табл. 1 приведены параметры q, v, r, n наиболее интересных БП указанного типа наряду со значениями длин для диапазона $N \leq 1200$ и потерь γ в децибелах. Как можно видеть, описанная конструкция позволяет получить БП с исключительно малыми (до сотых долей децибела) потерями в ФПБЛ. Более того,

Табл. 1. Параметры БП с малыми потерями в ФПБЛ

Tab. 1. Parameters of the binary sequences with low loss for sidelobe suppression

| q, v, r | n | N | γ , дБ |
|------------|-----|------|---------------|
| 3, 1, 1 | 2 | 2 | 0 |
| | 3 | 13 | 0.17 |
| | 4 | 40 | 0.37 |
| | 5 | 121 | 0.46 |
| | 6 | 364 | 0.49 |
| 5, 4, 3 | 7 | 1093 | 0.51 |
| | 2 | 24 | 0.28 |
| | 3 | 124 | 0.41 |
| 7, 3, 2 | 4 | 624 | 0.45 |
| | 2 | 24 | 0.30 |
| | 3 | 171 | 0.35 |
| 8, 7, 3 | 4 | 1200 | 0.38 |
| | 2 | 63 | 0.30 |
| 13, 4, 3 | 3 | 511 | 0.44 |
| | 2 | 56 | 0.69 |
| 16, 15, 7 | 3 | 732 | 0.80 |
| | 2 | 255 | 0.09 |
| 23, 11, 6 | 2 | 264 | 0.15 |
| 31, 15, 8 | 2 | 480 | 0.13 |
| 32, 31, 15 | 2 | 1023 | 0.02 |
| 47, 23, 12 | 2 | 1104 | 0.08 |
| 53, 13, 9 | 2 | 702 | 0.74 |
| 61, 15, 8 | 2 | 930 | 0.52 |

для отдельных семейств подобных БП потери асимптотически стремятся к нулю децибел с ростом длины N . Каталог привлекательных БП может быть существенно пополнен за счет посимвольного перемножения описанных БП с взаимно простыми периодами [5]. При этом период получаемой составной БП равен произведению периодов комбинируемых компонент, а ее потери в децибелах – сумме потерь последних.

Рассмотренные семейства БП нередко упоминаются в зарубежных книгах и статьях (см., например, [19]). Любопытна, в частности, информация об их реальном применении в некогерентных корабельных радарх [20, 21].

Троичные последовательности с идеальной ПАКФ. Описанные ранее БП позволяют за счет рассогласованности ФПБЛ "сымитировать" идеальную ПАКФ ценой некоторых энергетических потерь. Альтернативный подход может состоять в таком расширении алфавита последовательности, которое без существенных технологических усложнений устранило бы его несовместимость с идеальностью ПАКФ. Такого рода преобразованием является дополнение бинарного алфавита нулевым символом, т. е. переход к троичному алфавиту

$\{0, \pm 1\}$, что в физической интерпретации отвечает введению пауз на некоторых позициях дискретного сигнала. Понятно, что в реализационном плане подобный алфавит не сложнее бинарного, и, если его использование откроет путь к достижению идеальной ПАКФ, ценой этого окажется лишь возрастание пиковой мощности сигнала относительно средней, обусловленное наличием упомянутых пауз. Напомним, что одним из ключевых преимуществ широкополосной философии является именно возможность сближения названных мощностей, поэтому, строя троичные последовательности (ТП) с идеальной ПАКФ (далее – идеальные ТП (ИТП)) [22], естественно стремиться к минимизации пик-фактора v , т. е. отношения пиковой мощности к средней:

$$v = \frac{N \max_i \{|a_i|^2\}}{\sum_{i=0}^{N-1} |a_i|^2} = \frac{N}{N - N_0},$$

где N_0 – количество нулевых символов на периоде N троичной последовательности.

Исследования по поиску ИТП имеют давнюю историю, однако до 1979 г. не было известно каких-либо регулярных правил построения подобных последовательностей с низким пик-фактором, за исключением, пожалуй, ИТП Чанга длин $N = (3^n - 1)/2$, для которых значение $v \approx 1.5$ все же достаточно ощутимо [22]. Обширный класс ИТП с близким к единице пик-фактором был впервые описан в [23]. Введенное там правило по содержанию близко к правилу (8) и состоит в отображении элементов q -ичной m -последовательности на троичный алфавит $\{0, \pm 1\}$. Для записи его в алгебраических терминах воспользуемся ранее введенными обозначениями: $\text{tr}(x)$ – след элемента x расширенного поля $GF(q^n)$ в основном поле $GF(q)$; ξ – примитивный элемент $GF(q^n)$. Наложим на степень расширения n и характеристику p поля $GF(q)$ требование нечетности. Тогда искомая ИТП может быть сформирована согласно алгоритму

$$a_i = \begin{cases} (-1)^i \psi[\text{tr}(\xi^i)], & \text{tr}(\xi^i) \neq 0; \\ 0, & \text{tr}(\xi^i) = 0, \end{cases} \quad (9)$$

$$i = \dots, -1, 0, 1, \dots,$$

где для любого ненулевого элемента u поля $GF(q)$

$$\psi(y) = (-1)^{\log_{\mu} y}$$

– двузначный характер мультипликативной группы поля, равный плюс или минус единице в зависимости от четности логарифма элемента y по основанию примитивного элемента μ основного поля $GF(q)$. Длина N и пик-фактор v получаемой ИТП определяются соотношениями [5, 23]

$$N = \frac{q^n - 1}{q - 1}; \quad v = \frac{q^n - 1}{q^n - q^{n-1}} < \frac{q}{q - 1}. \quad (10)$$

Как видно, для построения ИТП достаточно сгенерировать N -символьный сегмент q -ичной m -последовательности длины $L = q^n - 1$, заменить в нем нулевые символы действительным нулем, а ненулевые – их характерами, после чего полученную троичную последовательность посимвольно умножить на последовательность чередующихся плюс и минус единиц. Последнюю операцию можно исключить, преобразовав правило (9) в эквивалентное равенство [5]

$$a_i = \begin{cases} \psi[\text{tr}(\beta^i)], & \text{tr}(\beta^i) \neq 0, \\ 0, & \text{tr}(\beta^i) = 0, \end{cases} \quad i = \dots, -1, 0, 1, \dots, \quad (11)$$

в котором β – элемент $GF(q^n)$, имеющий мультипликативный порядок $L_{\beta} = \frac{(q^n - 1)}{\text{НОД}(q - 1, N + 1)}$.

В итоге вместо m -последовательности можно использовать линейную рекуррентную последовательность (ЛРП) периода L_{β} , символы которой достаточно перевести в троичные согласно (11) без последующего домножения на знакопеременную БП. Для формирования нужных ЛРП требуются соответствующие минимальные полиномы элемента β , которые можно взять из таблиц в [5].

Табл. 2. Параметры ИТП над полями нечетной характеристики, $N \leq 1893$

Tab. 2. Parameters of the perfect ternary sequences over odd characteristic fields, $N \leq 1893$

| q | n | N | v |
|------------|-----|------|-------|
| 3 | 3 | 13 | 1.444 |
| 3 | 5 | 121 | 1.494 |
| 3 | 7 | 1093 | 1.499 |
| 5 | 3 | 31 | 1.240 |
| 5 | 5 | 781 | 1.250 |
| 7 | 3 | 57 | 1.163 |
| $9 = 3^2$ | 3 | 91 | 1.123 |
| 11 | 1 | 133 | 1.099 |
| 13 | 3 | 183 | 1.082 |
| 17 | 3 | 307 | 1.062 |
| 19 | 3 | 381 | 1.055 |
| 23 | 3 | 553 | 1.045 |
| $25 = 5^2$ | 3 | 651 | 1.042 |
| $27 = 3^3$ | 3 | 757 | 1.038 |
| 29 | 3 | 871 | 1.036 |
| 31 | 3 | 993 | 1.033 |
| 37 | 3 | 1407 | 1.028 |
| 41 | 3 | 1723 | 1.025 |
| 43 | 3 | 1893 | 1.024 |

Как показывает (10), выбрав соответствующий порядок основного поля, нетрудно построить ИТП с приемлемо низким значением пик-фактора, что иллюстрируется данными табл. 2, содержащей параметры ИТП рассмотренного типа с длинами в пределах $N \leq 1893$. За тремя исключениями ИТП из таблицы отвечают минимальной степени расширения основного поля (эквивалентно памяти регистра, генерирующего ЛРП) $n = 3$. Не составляет труда показать, что любая из них оптимальна по критерию минимума пик-фактора, т. е. никакая ИТП той же длины не может обладать меньшим значением v .

В развитие приведенных результатов вскоре после опубликования [23] было установлено существование альтернативного (9), (11) алгоритма, генерирующего ИТП с теми же значениями длины и пик-фактора, но отличающиеся внутренней структурой. Первая его версия была описана в [24] для частного, но наиболее важного случая $n = 3$. Впоследствии Б. Ж. Камалетдиновым¹ эта конструкция на основе теории

¹ Камалетдинов Белал Жафярович (1957–2002). С 1980 по 1995 г. инженер, аспирант, доцент кафедры радиосистем ЛЭТИ, активный участник научно-исследовательских проектов кафедры, автор ряда оригинальных идей и публикаций в области теории сигналов.

квадратичных форм над конечными полями была обобщена для произвольных нечетных n [25].

Обращает на себя внимание тот факт, что в зарубежных книгах и статьях последовательности из [23] неизменно фигурируют в сочетании с фамилией автора названной публикации [26–31], что свидетельствует о признании приоритета школы ЛЭТИ в части синтеза регулярных ИТП. Ряд ссылок свидетельствует также об использовании ИТП (9) в разнообразных приложениях: от стандарта персональной связи IEEE 802.15.4z [32, 33] до систем инструментальных акустических измерений [34].

В попытках расширить каталог длин, при которых существуют регулярные ИТП, сотрудники исследовательского коллектива заметили, что последовательности с параметрами (10) можно построить и для полей характеристики $p = 2$, однако в выводе аналитической версии соответствующего алгоритма их опередили авторы [30], доказавшие продуктивность в этом отношении такого инструмента, как двоичные квадратичные формы. Компактный вариант правила формирования ИТП подобного типа, приведенный в [5], дается равенством

$$a_i = \begin{cases} e[d_i \operatorname{tr}^{q-3}(\xi^i)], & \operatorname{tr}(\xi^i) \neq 0; \\ 0, & \operatorname{tr}(\xi^i) = 0; \end{cases} \quad (12)$$

$$i = \dots, -1, 0, 1, \dots,$$

в котором d_i – символы q -ичной последовательности:

$$d_i = \begin{cases} \sum_{t=1}^{(n-1)/4} \operatorname{tr} \xi^{[q^{(8t-1)k} + 1]i}, & n \equiv 1 \pmod{4}; \\ \sum_{t=0}^{(n-3)/4} \operatorname{tr} \xi^{[q^{(8t+1)k} + 1]i}, & n \equiv 3 \pmod{4}; \end{cases}$$

$$i = \dots, -1, 0, 1, \dots,$$

где k – натуральное число, взаимно простое с n ; $q = 2^w$; $e(x) = \exp[j\pi \operatorname{tr}_0(x)]$ – двузначный характер аддитивной группы поля $GF(2^n)$; $\operatorname{tr}_0(y)$ – след элемента $y \in GF(2^n)$ в простом поле $GF(2)$, а остальные обозначения соответствуют прежним. Параметры ИТП (12) приведены в табл. 3.

Табл. 3. Параметры ИТП над полями четной характеристики, $N \leq 1057$

Tab. 3. Parameters of the perfect ternary sequences over even characteristic fields, $N \leq 1057$

| q | n | N | v |
|------------|-----|------|-------|
| $4 = 2^2$ | 3 | 21 | 1.313 |
| $4 = 2^2$ | 5 | 341 | 1.332 |
| $8 = 2^3$ | 3 | 73 | 1.141 |
| $16 = 2^4$ | 3 | 273 | 1.066 |
| $32 = 2^5$ | 3 | 1057 | 1.032 |

Как и в случае БП, перечень привлекательных ИТП можно существенно расширить за счет добавления составных ИТП, полученных поэлементным перемножением имеющихся ИТП. Если периоды объединяемых компонент N_1 и N_2 взаимно просты, ПАКФ составной последовательности будет равна произведению компонентных ПАКФ [5, 35], т. е. при идеальности последних окажется также идеальной.

Табл. 4. Параметры составных ИТП при $N_2 = 4$

Tab. 4. Parameters of composite ternary sequences with $N_2 = 4$

| N | N_1 | v |
|------|-------|-------|
| 52 | 13 | 1.444 |
| 84 | 21 | 1.313 |
| 124 | 31 | 1.240 |
| 228 | 57 | 1.163 |
| 292 | 73 | 1.141 |
| 364 | 91 | 1.123 |
| 484 | 121 | 1.494 |
| 532 | 133 | 1.099 |
| 732 | 183 | 1.082 |
| 1092 | 273 | 1.066 |
| 1228 | 307 | 1.062 |
| 1364 | 341 | 1.332 |
| 1524 | 381 | 1.055 |

При этом для периода N и пик-фактора v составной ИТП справедливы соотношения $N = N_1 N_2$ и $v = v_1 v_2$, где v_i ($i = 1, 2$) – пик-фактор i -й компоненты. Поскольку периоды всех описанных выше ИТП нечетны, они, очевидно, взаимно просты с длиной единственной БП с идеальной ПАКФ $N_2 = 4$, означая, что любую из ИТП табл. 2 и 3 можно посимвольно перемножить с БП $+++-$, увеличив длину ИТП вчетверо и сохранив идеальность ПАКФ и прежний пик-фактор. Параметры ИТП, получаемых таким способом, приведены в табл. 4.

Ансамбли сигнатур для многопользовательских систем с кодовым разделением. Си-

стемы с кодовым разделением (CDMA – Code Division Multiple Access) составляют обширный сегмент в номенклатуре современных беспроводных телекоммуникаций, интегрируя в себе все популярные преимущества широкополосной системотехники. В большинстве CDMA-сетей используется технология прямого расширения спектра, в рамках которой символы передаваемого сообщения умножаются на дискретный сигнал (сигнатуру), составленный из чипов, частота следования которых значительно выше скорости передачи данных, так что полоса, занимаемая результирующим сигналом, многократно шире полосы исходного сообщения [1–3]. При этом для K абонентов, одновременно присутствующих в сети, сигнатуры должны существенно отличаться друг от друга, чтобы приемная сторона могла надежно распознать сигнал нужного передатчика на фоне не только естественного шума, но и помехи множественного доступа (ПМД), образованной $K-1$ "сторонними" сигналами. Хотя на уровень ПМД для сигнатурного ансамбля объема K влияют не только периодические, но и так называемые нечетные взаимные корреляции [36, 37], зависящие от апериодических ВКФ (3), первоочередной критерий приемлемости ансамбля традиционно связывают с максимальным выбросом периодических ВКФ

$$\rho_{\max}^c = \max_{k, l=1, \dots, K} |\rho_{kl}(m)|, \quad (13)$$

где у нормированной периодической ВКФ

$$\rho_{kl}(m) = \frac{R_{p, kl}(m)}{\sqrt{R_{kk}(0)R_{ll}(0)}}$$

индекс p для краткости опущен, поскольку апериодические ВКФ далее не рассматриваются. Так как уровень боковых выбросов АКФ также должен контролироваться, наряду с (13) при выборе сигнатурного ансамбля следует учитывать и максимум автокорреляционного бокового лепестка

$$\rho_{\max}^a = \max_{k=1, \dots, K} |\rho_{kk}(l)|. \quad (14)$$

Максимизация по m в (13) должна осуществляться в пределах множества возможных

взаимных задержек абонентских сигналов, тогда как в (14) множество возможных m определяется диапазоном рассеяния по времени канала распространения, зоной априорной неопределенности времени прихода сигнала и т. д. Что касается ПМД, иначе говоря, показателя (13), все реальные сценарии можно считать промежуточными по отношению к двум крайним, отвечающим синхронному и асинхронному вариантам CDMA. В первом из них сигнатуры синхронизированы, т. е. их взаимные задержки равны нулю, так что в (13) $m = 0$ и максимизация по m не требуется. Подобная модель адекватно описывает, к примеру, линию "вниз" в мобильной связи 2G- и 3G-стандартов CDMA, где все K сигнатур излучаются общей антенной. В противовес этому при асинхронном кодовом разделении полагается, что взаимные задержки сигнатур равновероятно принимают любые значения в пределах их общего периода и в (13) $m \in \{0, 1, \dots, N-1\}$. Эта ситуация характерна для канала "вверх" системы мобильной связи, поскольку расстояния мобильных передатчиков от базовой станции случайны и меняются со временем.

При синхронном кодовом уплотнении без перенасыщения ($K \leq N$) ПМД полностью устраняется выбором ортогонального ансамбля сигнатур ($\rho_{\max}^c = 0$). В асинхронном же случае ортогональность сигнатур при произвольных циклических сдвигах в принципе возможна, однако лишь в обмен на высокий уровень боковых лепестков ПАКФ. В итоге из двух рассмотренных режимов асинхронный предъявляет к ансамблю сигнатур гораздо более жесткие требования, часто объединяемые в минимаксный критерий, предписывающий минимизировать максимум любых нежелательных корреляций:

$$\rho_{\max} = \max \{ \rho_{\max}^c, \rho_{\max}^a \}$$

в предположении, что множество возможных m в (13) и (14) есть $0, 1, \dots, N-1$ и $1, 2, \dots, N-1$ соответственно. Назовем величину ρ_{\max} корреляционным пиком и обратимся к фундаментальной границе Велча [3, 5, 38], устанавливающей нижний предел ρ_{\max} в ансамбле сигнатур объема K и длины N :

$$\rho_{\max} \geq \sqrt{\frac{K-1}{KN-1}}$$

При больших объемах и длинах эта граница упрощается до асимптотической версии

$$\rho_{\max} \geq \frac{1}{\sqrt{N}}, K, N \gg 1. \quad (15)$$

Если ограничить алфавит сигнатур бинарным $\{\pm 1\}$, точнее окажется асимптотическая граница Сидельникова [39]:

$$\rho_{\max} \geq \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}}, & K \leq \frac{N}{2} + 1; \\ \sqrt{\frac{2}{N}}, & K > \frac{N}{2} + 1. \end{cases} \quad (16)$$

Сигнатурные ансамбли, достигающие границ (15)–(16), естественно назвать минимаксными. До конца 80-х были известны минимаксные бинарные ансамбли Касами, Голда и бент-функций [5], а также несколько других, отличающихся от названных лишь внутренней структурой БП, но не их длиной и корреляционным пиком. Параметры этих ансамблей перечислены в первых трех строках табл. 5. Как видно, ансамбли Касами и бент-функций лежат на границе Велча, тогда как ансамбль Голда – на границе Сидельникова. Одновременно при-

мечателен и следующий факт. Хотя граница Сидельникова не исключает существования бинарных ансамблей с корреляционным пиком примерно $1/\sqrt{N}$ вплоть до объемов, близких к $N/2$, объем семейств Касами и бент-функций многократно меньше последней величины. Многие годы вопрос о том, существуют ли бинарные ансамбли, у которых при

$$\rho_{\max} \approx 1/\sqrt{N} \quad (17)$$

объем существенно превышает \sqrt{N} , оставался открытым. Окончательный ответ на него был дан в работе А. А. Нечаева [40], доказавшего, что бинарный ансамбль Кердока обладает объемом порядка половины длины в сочетании с оговоренным выше значением корреляционного пика. Поскольку названная статья увидела свет лишь в конце 1989 г., понятен интерес, с которым была встречена работа Б. Ж. Камалетдинова [41], опубликованная в начале 1988 г., где было установлено, что при объединении ансамблей Касами и бент-функций (четвертая строка табл. 5) объем результирующего ансамбля практически удваивается без увеличения корреляционного пика. На тот момент синтезированный таким образом ансамбль имел рекордно большой объем при ограничении (17).

Табл. 5. Параметры минимаксных бинарных ансамблей

Tab. 5. Parameters of the minimax binary sets

| Ансамбль | Длина N | Объем K | Корреляционный пик ρ_{\max} |
|----------------|---|--|--|
| Касами | $2^n - 1$, $n \equiv 0 \pmod{2}$ | $\sqrt{N+1}$ | $\frac{\sqrt{N+1}+1}{N} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{N}}$ |
| Голд | $2^n - 1$, $n \equiv 1 \pmod{2}$ | $N+2$ | $\frac{\sqrt{2(N+1)}+1}{N} \rightarrow \sqrt{\frac{2}{N}}$ |
| Бент-функции | $2^n - 1$, $n \equiv 0 \pmod{4}$ | $\sqrt{N+1}$ | $\frac{\sqrt{N+1}+1}{N} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{N}}$ |
| Касами + бент | $2^n - 1$, $n \equiv 0 \pmod{4}$ | $2\sqrt{N+1} - 1$ | $\frac{\sqrt{N+1}+1}{N} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{N}}$ |
| Камалетдинов-1 | $p(p-1)$, p – простое | $\frac{\sqrt{4N+1}+3}{2} \rightarrow \sqrt{N}$ | $\frac{p+3}{N} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{N}}$ |
| Камалетдинов-2 | $p(p+1)$, p – простое | $\frac{\sqrt{4N+1}-3}{2} \rightarrow \sqrt{N}$ | $\frac{p+1}{N} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{N}}$ |
| Кердок | $2(2^n - 1)$, $n \equiv 1 \pmod{2}$ | $\frac{N}{2} + 1$ | $\frac{\sqrt{N+2}+2}{N} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{N}}$ |

Не менее интересны и результаты, полученные тем же автором в части синтеза нетривиально новых минимаксных ансамблей [42]. Как показывают первые 4 строки табл. 5, известные до появления работы [40] минимаксные множества имели длины, задаваемые шаблоном $N = 2^n - 1 = 15, 31, 63, \dots$, что неудивительно, поскольку все они строятся на базе полей характеристики два. Оригинальные правила, предложенные в [42], базируются на полях нечетной характеристики, давая новый набор длин N , выходящий за рамки прежнего шаблона. Первое из названных правил в наиболее наглядной форме можно описать следующим образом [3]. Пусть $GF(p)$ – простое поле Галуа нечетного порядка $p = 4h + 3$, где h – натуральное. образуем $K = p + 1$ p -ичных последовательностей

$$d_{k,i} = \begin{cases} i + \alpha^{i+k} + \alpha^{-i}, & k = 1, 2, \dots, p - 1; \\ i + \alpha^i, & k = p; \\ i + \alpha^{-i}, & k = p + 1, \end{cases} \quad (18)$$

где все действия выполняются согласно арифметике поля $GF(p)$; α – примитивный элемент $GF(p)$, а $i = \dots - 1, 0, 1, \dots$. Как нетрудно видеть, период этих последовательностей $N = p(p - 1)$. Если заменить ненулевые элементы последовательностей (18) на их характеры, а нулевые – на плюс единицу (замена на -1 даст тот же результат):

$$a_{k,i} = \begin{cases} \Psi(d_{k,i}), & d_{k,i} \neq 0; \\ 1, & d_{k,i} = 0; \end{cases} \quad (19)$$

$$k = 1, 2, \dots, p = 1, i = \dots, -1, 0, 1, \dots,$$

результатирующий бинарный ансамбль, как показано в [42], будет обладать корреляционным пиком

$$\rho_{\max} = \frac{p + 3}{N} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{N}},$$

т. е. окажется минимаксным.

Остановимся теперь на второй введенной в [42] схеме, представленной в несколько модифицированной версии из [3]. Пусть $GF(p)$, как и прежде, простое поле порядка $p = 4h + 3$, где h – неотрицательное целое. Расширим это поле

до $GF(p^2)$ и образуем $K = p - 1$ p -ичных последовательностей

$$d_{k,i} = i + \text{tr}[\alpha^{(p-1)i+k}], \quad (20)$$

$$k = 1, 2, \dots, K, i = \dots, -1, 0, 1, \dots,$$

где α – примитивный элемент расширенного поля, а $\text{tr}(x)$ – след элемента x поля $GF(p^2)$ в исходном поле $GF(p)$, после чего отобразим элементы последовательностей (20) на двоичный алфавит согласно (19). Период и корреляционный пик полученного таким образом бинарного ансамбля составят [42]

$$N = p(p + 1); \rho_{\max} = \frac{p + 1}{N} \rightarrow \frac{1}{\sqrt{N}},$$

что относит и этот ансамбль к разряду минимаксных.

После учета семейств Камалетдинова и Кердока табл. 5 по существу исчерпывает перечень представителей минимаксных бинарных ансамблей. Другие ансамбли, упоминания о которых можно встретить в литературе, остались за пределами таблицы, так как их специфика заключается лишь в структуре последовательностей, но не в ключевых параметрах N , K и ρ_{\max} . Отмеченная выше уникальность ансамблей Кердока, состоящая в том, что для них минимакс корреляционного пика достигается при объеме, многократно превышающем объем других ансамблей с тем же уровнем ρ_{\max} , разумеется, весьма привлекательна в плане потенциальных приложений. С другой стороны, математический базис ансамблей Кердока непривычен для проектировщика-инженера, поскольку опирается не на поля Галуа, а на расширение кольца \mathbf{Z}_4 , т. е. множества $\{0, 1, 2, 3\}$ со сложением и умножением по модулю 4. Теория подобных расширений (колец Галуа) [40] достаточно сложна и нуждается в общедоступных интерпретациях. С этой целью специалистами презентуемого коллектива была опубликована работа [43], содержащая описание практической структуры генератора последовательностей Кердока, а также таблицы характеристических полиномов, необходимых для построения входящего в нее четверичного регистра с обратной связью.

В завершение коснемся еще одной задачи, относящейся к перенасыщенному синхронному кодовому уплотнению. Как отмечалось, задача выбора сигнатур для синхронного варианта CDMA в отсутствие перенасыщения ($K \leq N$) имеет довольно тривиальное решение, сводящееся к использованию ортогонального ансамбля. В то же время естественное стремление повысить скорость надежной передачи данных стимулирует интерес к перенасыщенным системам. В случае $K > N$ оптимальный прием по минимуму расстояния не сводится к вычислению корреляций принятого колебания с сигнатурой, так что при выборе сигнатурного ансамбля более уместно требование не минимума корреляционного пика, а максимума минимального расстояния между возможными групповыми сигналами всех K пользователей. Как показано в [3], при $K \leq 4N/3$ существует созвездие сигнатур, для которого указанное минимальное расстояние остается тем же, что и для ортогональных сигнатур, т. е. при $K \leq N$.

Алгоритм построения бинарного ансамбля подобного типа был описан в [44].

Заключение. В предлагаемом обзоре автор попытался в сжатой форме представить итоги многолетних исследований творческой группы кафедры радиосистем ЛЭТИ в области синтеза дискретных широкополосных сигналов с оптимальными метрическими характеристиками. Обсуждение фокусировалось на актуальных задачах синтеза последовательностей с идеальными или близкими к идеальным автокорреляционными свойствами, а также кодовых ансамблей, обеспечивающих малый уровень помех множественного доступа в CDMA-сетях. Из-за необходимости соблюдения норм приемлемого объема в материале не нашли отражения публикации, посвященные более частным вопросам, детализации результатов и реализационно-технологическим аспектам, а также статьи в ведомственных изданиях и доклады на отраслевых конференциях. В целом хотелось бы надеяться, что обзор привлечет внимание специалистов, причастных к инфокоммуникационной проблематике.

Список литературы

1. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
2. Прокис Дж. Цифровая связь / пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
3. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения / пер. с англ. М.: Техносфера, 2007. 488 с.
4. Свердлик М. Б. Оптимальные дискретные сигналы. М.: Сов. радио, 1975. 208 с.
5. Ипатов В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. М.: Радио и связь, 1992. 152 с.
6. Baumert L. D. Cyclic difference sets. Lecture Notes in Mathematics. Berlin: Springer Verlag, 1971.
7. Schmidt B. Cyclotomic integers and finite geometry // J. Am. Math. Soc. 1999. Vol. 12. P. 929–952. doi: 10.1090/S0894-0347-99-00298-2
8. Leung K. H., Schmidt B. The field descent method // Des. Codes Cryptogr. 2005. Vol. 36. P. 171–188. doi: 10.1007/s10623-004-1703-7
9. Leung K. H., Schmidt B. The anti-field-descent method // J. Comb. Theory Ser. A. 2016. Vol. 139. P. 87–131. doi: 10.1016/j.jcta.2015.11.005
10. Ипатов В. П. Полное подавление боковых лепестков периодических корреляционных функций фазоманипулированных сигналов // Радиотехника и электроника. 1977. Т. 22, № 8. С. 1600–1606.
11. Ипатов В. П. Выбор пары периодический фазоманипулированный сигнал-фильтр // Изв. вузов

- СССР. Радиоэлектроника. 1978. Т. 21, № 4. С. 60–67.
12. Ипатов В. П. О фильтрах подавления боковых лепестков периодических фазоманипулированных сигналов // Радиотехника и электроника. 1978. Т. 23, № 11. С. 2442–2445.
13. Ипатов В. П. Синтез пары бинарный периодический сигнал-фильтр // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1980. Т. 23, № 4. С. 56–61.
14. Ипатов В. П. Бинарные периодические последовательности с малыми потерями на подавление боковых лепестков // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1980. Т. 23, № 1. С. 20–25.
15. Ипатов В. П., Федоров Б. В. Регулярные бинарные последовательности с малыми потерями на подавление боковых лепестков // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1984. Т. 27, № 3. С. 29–34.
16. Лидл Р., Нидеррайтер Г. Конечные поля / пер. с англ. М.: Мир, 1988. 430 с.
17. Холл М. Комбинаторика / пер. с англ. М.: Мир, 1970. 440 с.
18. Ипатов В. П., Коломенский Ю. А., Корниевский В. И. Использование зингеровых кодов в многолучевых каналах измерения дальности // Радиотехника и электроника. 1979. Т. 24, № 3. С. 520–525.
19. Levanon N, Mozeson E. Radar signals. New Jersey: John Wiley & Sons, 2004. 403 p.
20. Levanon N. New waveform design for magnetron-based marine radar // IET Radar, Sonar and Navigation. 2009. Vol. 3. P. 530–540. doi: 10.1049/iet-rsn.2009.0007

21. Levanon N., Ben-Yaakov E., Quartler D. New results for magnetron marine radar – experimental results // IET Radar, Sonar and Navigation. 2012. Vol. 6. P. 1–8.
22. Кренгель Е. И. Ретроспективный обзор трюичных последовательностей с идеальной периодической автокорреляцией и устройств их генерации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 4. С. 6–17. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-6-17
23. Ипатов В. П. Трюичные последовательности с идеальными периодическими корреляционными свойствами // Радиотехника и электроника. 1979. Т. 24, № 10. С. 2053–2057.
24. Ипатов В. П., Платонов В. Д., Самойлов И. М. Новый класс трюичных последовательностей с идеальными периодическими автокорреляционными свойствами // Изв. вузов СССР. Математика. 1983. № 3. С. 47–50.
25. Камалетдинов Б. Ж. Трюичные последовательности с идеальными периодическими автокорреляционными свойствами // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32, № 1. С. 77–82.
26. Fan P., Darnell M. Sequence design for communications Applications. London: Research Studies Press Ltd, 1996. 493 p.
27. Martin R., Heute U., Antweiler C. Advances in digital speech transmission. New Jersey: John Wiley & Sons, Ltd, 2008. 571 p.
28. Jungnickel D., Pott A. Perfect and almost perfect sequences // Discrete applied mathematics. 1999. Vol. 95. P. 331–359. doi: 10.1016/S0166-218X(99)00085-2
29. Aiello R., Batra A. Ultra Wideband Systems. Newnes, 2006. 323 p. doi: 10.1016/B978-0-7506-7893-3.X5000-7
30. Hoholdt T., Justesen J. Ternary sequences with perfect periodic autocorrelation // IEEE Trans., Inf. Theory. 1983. Vol. 29. P. 597–600. doi: 10.1109/TIT.1983.1056707
31. Jackson W.-A., Wild P. R. Relations between two perfect ternary sequence constructions // Design, Codes and Cryptography. 1992. Vol. 2, iss. 4. P. 325–332. doi: 10.1007/BF00125201
32. Sedlacec P., Macek P., Slanina M. An Overview of the IEEE 802.15.4z standard and its Comparison to the Existing UWB Standards // 29th Intern. Conf. Radioelektronika. Pardubice, Czech Republic, 16–18 Apr. 2019. IEEE, 2019. P. 1–6. doi: 10.1109/RADIOELEK.2019.8733537
33. Алексеев В. Новый стандарт IEEE 802.15.4z // Беспроводные технологии. 2019. № 3. С. 22–26.
34. Sound-field measurement with moving microphones / F. Katzberg, R. Mazur, M. Maass, P. Koch, A. Mertins // J. Acoust. Soc. Am. 2017. № 5. P. 3220–3235. doi: 10.1121/1.4983093
35. Ипатов В. П. К теории трюичных последовательностей с идеальными периодическими автокорреляционными свойствами // Радиотехника и электроника. 1980. Т. 25, № 4. С. 723–727.
36. Pursley M., Sarwate D. Performance Evaluation for phase-coded spread-spectrum multiple-access communication – Part II: code sequence analysis communications // IEEE Trans. Commun. 1977. Vol. 25. P. 800–803. doi: 10.1109/TCOM.1977.1093916
37. Lahtonen J. On the odd and aperiodic correlation properties of the Kasami sequences // IEEE Trans. Inf. Theory. 1995. Vol. 41. P. 1506–1508. doi: 10.1109/18.412698
38. Welch L. R. Lower bound on the maximum cross-correlation of signals // IEEE Trans. Inform. Theory. 1974. Vol. 20. P. 397–399. doi: 10.1109/TIT.1974.1055219
39. Сидельников В. М. О взаимной корреляции последовательностей // Проблемы кибернетики. 1971. № 24. С. 15–42.
40. Нечаев А. А. Код Кердока в циклической форме // Дискретная математика. 1989. Т. 1, № 4. С. 123–139.
41. Камалетдинов Б. Ж. Оптимальный ансамбль бинарных последовательностей на основе объединения ансамблей последовательностей Касами и бент-функций // Проблемы передачи информации. 1988. Т. 23, № 2. С. 104–107.
42. Камалетдинов Б. Ж. Оптимальные множества бинарных последовательностей // Проблемы передачи информации. 1996. Т. 32, № 2. С. 39–44.
43. Минимаксные ансамбли последовательностей Кердока / С. Б. Боллошин, Д. В. Гайворонский, В. П. Ипатов, И. М. Самойлов, Б. В. Шебшаевич // Радиотехника и электроника. 2011. Т. 56, № 5. С. 633–640.
44. Paavola J., Ipatov V. Binary CDMA signatures for $N+M$ users in N -dimensional global signal space // Electron. Lett. 2003. Vol. 39. P. 738–740.

Информация об авторе

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 (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: vripatov@etu.ru

References

1. Varakin L. E. *Sistemy svyazi s shumopodobnymi signalami* [Spread Spectrum Communication Systems]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1985, 384 p. (In Russ.)
2. Proakis J. *Digital communications*. 4th ed. McGrawhill, 2001, 1024 p.
3. Ipatov V. P. *Shirokopolosnye sistemy i kodovoe razdelenie signalov. Printsipy i prilozheniya* [Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications]. Moscow, *Tekhnosfera*, 2007, 488 p. (In Russ.)
4. Sverlik M. B. *Optimal'nye diskretnye signaly* [Optimal Discrete Signals]. Moscow, *Sov. radio*, 1975, 208 p. (In Russ.)
5. Ipatov V. P. *Periodicheskie diskretnye signaly s optimal'nymi korrelyatsionnymi svoystvami* [Periodic Discrete Signals with Optimal Correlation Properties]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1992, 152 p. (In Russ.)
6. Baumert L. D. *Cyclic Difference Sets*. Lecture Notes in Mathematics. Berlin, Springer Verlag, 1971.
7. Schmidt B. Cyclotomic Integers and Finite Geometry. *J. Am. Math. Soc.* 1999, vol. 12, pp. 929–952. doi: 10.1090/S0894-0347-99-00298-2
8. Leung K. H., Schmidt B. The Field Descent Method. *Des. Codes Cryptogr.* 2005, vol. 36, pp. 171–188. doi: 10.1007/s10623-004-1703-7
9. Leung K. H., Schmidt B. The Anti-Field-Descent Method. *J. Comb. Theory Ser. A.* 2016, vol. 139, pp. 87–131. doi: 10.1016/j.jcta.2015.11.005
10. Ipatov V. P. Total Suppression of Sidelobes of Periodic Correlation Functions of Phase Manipulated Signals. *Radio Eng. Elect. Physics.* 1977, vol. 22, no. 8, pp. 42–47.
11. Ipatov V. P. Choice of Periodical PSK Signal And Filter Combination. *Radioelectron. and Commun. Syst. (Radioelectronika).* 1978, vol. 23, no. 4, pp. 49–55.
12. Ipatov V. P. On the Filters Suppressing Sidelobes of Periodic PSK Signals. *Radio Eng. Elect. Physics.* 1978, vol. 23, no. 11, pp. 2442–2445. (In Russ.)
13. Ipatov V. P. Synthesis of a Binary Periodic Signal Filter Pair. *Radioelectron. and Commun. Syst. (Radioelectronika).* 1980, vol. 23, no. 4, pp. 46–51.
14. Ipatov V. P. Binary Periodic Sequences With Low Sidelobe Suppression Loss. *Radioelectron. and Commun. Syst. (Radioelectronika).* 1980, vol. 23, no. 1, pp. 15–19.
15. Ipatov V. P., Fedorov B. V. Regular Binary Sequences with Low Losses In Suppressing Sidelobes. *Radioelectron. and Commun. Syst. (Radioelectronika).* 1984, vol. 27, no. 3, pp. 29–33. (In Russ.)
16. Lidl R., Niederreiter H. *Finite Fields*. Addison-Wesley, 1983, 755 p.
17. Hall M. *Combinatorial Theory*. Blaisdell Publishing Company, 1967.
18. Ipatov V. P., Kolomenskii Yu. A., Kornievskii V. I. Use of Singer Codes in Multibeam Range Measurement Channels. *Radio Eng. Elect. Physics.* 1979, vol. 24, no. 3, pp. 53–58.
19. Levanon N., Mozeson E. *Radar Signals*. New Jersey, John Wiley & Sons, 2004, 403 p.
20. Levanon N. New waveform design for magnetron-based marine radar. *IET Radar, Sonar and Navigation.* 2009, vol. 3, pp. 530–540. doi: 10.1049/iet-rsn.2009.0007
21. Levanon N., Ben-Yaakov E., Quartler D. New Results for Magnetron Marine Radar – Experimental Results. *IET Radar, Sonar and Navigation.* 2012, vol. 6, pp. 1–8.
22. Kregel E. I. Retrospective Review of Perfect Ternary Sequences and Their Generators. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics.* 2019, vol. 22, no. 4, pp. 6–17. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-6-17
23. Ipatov V. P. Ternary Sequences with Ideal Periodic Autocorrelation Properties. *Radio Eng. Elect. Physics.* 1979, vol. 24, no. 10, pp. 75–79.
24. Ipatov V. P., Platonov V. D., Samoilov I. M. The New Class of Perfect Ternary Sequences. *Russian Universities. Mathematics.* 1983, no. 4, pp. 47–50.
25. Kamaletdinov B. Zh. Ternary sequences with ideal periodic autocorrelation properties. *Sov. J. Commun. Technol. Electron.* 1987, vol. 4, pp. 157–162.
26. Fan P., Darnell M. *Sequence Design for Communications Applications*. London, Research Studies Press Ltd, 1996, 493 p.
27. Martin R., Heute U., Antweiler C. *Advances in Digital Speech Transmission*. New Jersey, John Wiley & Sons, Ltd, 2008, 571 p.
28. Jungnickel D., Pott A. Perfect and Almost Perfect Sequences. *Discrete Applied Mathematics.* 1999, vol. 95, pp. 331–359. doi: 10.1016/S0166-218X(99)00085-2
29. Aiello R, Batra A. *Ultra Wideband Systems*. Newnes, 2006, 323 p. doi: 10.1016/B978-0-7506-7893-3.X5000-7
30. Hoholdt T., Justesen J. Ternary Sequences with Perfect Periodic Autocorrelation. *IEEE Trans., Inf. Theory.* 1983, vol. 29, pp. 597–600. doi: 10.1109/TIT.1983.1056707
31. Jackson W.-A., Wild P. R. Relations between Two Perfect Ternary Sequence Constructions. *Design, Codes and Cryptography.* 1992, vol. 2, iss. 4, pp. 325–332. doi: 10.1007/BF00125201
32. Sedlacek P., Macek P, Slanina M. An Overview of the IEEE 802.15.4z Standard and its Comparison to the Existing UWB Standards. 29th Intern. Conf. Radioelektronika. Pardubice, Czech Republic, 16–18 April 2019. IEEE, 2019, pp. 1–6. doi: 10.1109/RADIOELEK.2019.8733537
33. Alekseev V. The New Mobile Standard IEEE 802.15.4z. *Wireless Technologies.* 2019, no. 3, pp. 22–26. (In Russ.)
34. Katzberg F., Mazur R., Maass M., Koch P., Mertins A. Sound-Field Measurement with Moving Microphones. *J. Acoust. Soc. Am.* 2017, no. 5, pp. 3220–3235. doi: 10.1121/1.4983093

35. Ipatov V. P. Contribution to the Theory of Sequences with Perfect Periodic Autocorrelation Properties. *Radio Eng. Elect. Physics*. 1980, vol. 25, no. 4, pp. 31–34.

36. Pursley M., Sarwate D. Performance Evaluation for Phase-Coded Spread-Spectrum Multiple-Access Communication – Part II: Code Sequence Analysis Communications. *IEEE Trans. Commun.* 1977, vol. 25, pp. 800–803. doi: 10.1109/TCOM.1977.1093916

37. Lahtonen J. On the Odd and Aperiodic Correlation Properties of the Kasami Sequences. *IEEE Trans. Inf. Theory*. 1995, vol. 41, pp. 1506–1508. doi: 10.1109/18.412698

38. Welch L. R. Lower Bound on the Maximum Cross-Correlation Of Signals. *IEEE Trans. Inform. Theory*. 1974, vol. 20, pp. 397–399. doi: 10.1109/TIT.1974.1055219

39. Sidelnikov V. M. On Mutual Correlation of Sequences. *Sovi. Math. Dokl.* 1971, no. 12, pp. 197–201.

40. Nechaev A. A. Kerdock Code in a Cyclic Form. *Discrete Math. Appl.* 1989, vol. 1, no. 4, pp. 365–384.

41. Kamaletdinov B. Zh. An Optimal Ensemble of Binary Sequences Based on the Union of the Ensembles of Kasami and Bent-Function Sequences. *Problems Inform. Transmission*. 1988, vol. 24, no. 2, pp. 167–169.

42. Kamaletdinov B. Zh. Optimal Sets of Binary Sequences. *Problems Inform. Transmission*. 1996, vol. 32, no. 2, pp. 171–175.

43. Boloshin S. B., Gaivoronskii D. V., Ipatov V. P. et al. Minimax ensembles of Kerdock sequences. *J. Commun. Technol. Electron.* 2011, vol. 56, no. 5, pp. 590–597.

44. Paavola J., Ipatov V. Binary CDMA signatures for $N+M$ users in N -dimensional global signal space. *Electron. Lett.* 2003, vol. 39, pp. 738–740.

Information about the author

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

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

УДК 621.396.67.012.12

Научная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-5-21-30>

Аналитические модели временного отклика микрополосковой линии с двумя дополнительными симметричными проводниками сверху при различных граничных условиях на их концах

А. Секенова, З. М. Кенжегулова, И. Е. Сагиева✉, Т. Р. Газизов

Томский университет систем управления радиоэлектроники, Томск, Россия

✉ indira_sagieva@mail.ru

Аннотация

Введение. Защита радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) от различных электромагнитных помех является важным аспектом электромагнитной совместимости. Опасными среди помех для РЭА являются сверхкороткие импульсы пикосекундного и наносекундного диапазонов из-за высокого напряжения, малой длительности и широкого спектра. Одним из эффективных видов защиты является применение полосковых устройств на основе модального разложения: модальных фильтров (МФ). Для этого важно анализировать искажения временного отклика полосковых устройств. Обычно анализ выполняется численными методами, однако требуемые для этого вычислительные затраты часто высоки даже для простых конфигураций. Между тем применение несложных аналитических моделей временного отклика в ряде случаев оказывается приемлемым. На начальных этапах проектирования такие модели весьма полезны, поскольку позволяют найти предварительное решение и быстро оценить искажения отклика. В связи с этим сравнение временных откликов, полученных с помощью численных методов и аналитических моделей, важно.

Цель работы. Сравнение временных откликов, полученных в результате квазистатического анализа и с помощью предложенных аналитических моделей.

Материалы и методы. Рассмотрены аналитические модели для вычисления временных откликов, основанные на методике модального анализа. Проведено квазистатическое моделирование микрополосковой линии (МПЛ) с двумя дополнительными симметричными проводниками сверху в системе TALGAT.

Результаты. Предложены аналитические модели для МПЛ с двумя дополнительными симметричными проводниками сверху с учетом различных граничных условий на концах. Проверка точности и достоверности предложенных моделей выполнена сравнением временных откликов, полученных квазистатическим анализом и моделями. В результате наблюдается их совпадение.

Заключение. Показано, что МПЛ с двумя дополнительными симметричными проводниками сверху может использоваться как МФ при различных граничных условиях на концах этих проводников. Модели позволяют с приемлемой точностью и быстро оценить форму и амплитуду отклика без затратного численного моделирования.

Ключевые слова: микрополосковая линия, сверхкороткий импульс, модальный фильтр, временной отклик, аналитическая модель

Для цитирования: Аналитические модели временного отклика микрополосковой линии с двумя дополнительными симметричными проводниками сверху при различных граничных условиях на их концах / А. Секенова, З. М. Кенжегулова, И. Е. Сагиева, Т. Р. Газизов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 5. С. 21–30. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-21-30

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена в рамках госзадания Министерства образования и науки РФ, проект FEWM-2022-0001.

Статья поступила в редакцию 28.02.2023; принята к публикации после рецензирования 14.07.2023; опубликована онлайн 29.11.2023



Analytical Models for the Time Response of a Microstrip Line with Two Additional Symmetrical Conductors on Top under Different Boundary Conditions at Their Ends

Aitgul Sekenova, Zarina M. Kenzhegulova, Indira Y. Sagiyeva✉, Talgat R. Gazizov

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia

✉:indira_sagiyeva@mail.ru

Abstract

Introduction. Protection of radio electronic equipment (REA) against various electromagnetic interferences is an important aspect of electromagnetic capability. Among interferences for REA, ultra-short pulses of picosecond and nanosecond ranges represent the highest danger due to their high voltage, short duration, and wide spectrum. One effective protection measure consists in the use of bandpass devices based on modal decomposition, such as modal filters (MF). This requires an analysis of distortion of the temporal response of bandpass devices, which is usually carried out numerically. However, even for simple configurations, this approach is associated with high computational costs. Yet simple analytical time-response models are acceptable in some cases. In the initial design stages, such models are extremely useful in providing a preliminary solution and a rapid assessment of response distortions. Therefore, comparison of time responses obtained by numerical methods and analytical models appears an important research task.

Aim. To compare the time responses obtained by quasi-static analysis and analytical models.

Materials and methods. Analytical models for computing time responses based on a modal analysis technique were considered. A quasi-static modeling of a microstrip line (MSL) with two additional symmetrical conductors on top in the TALGAT system was carried out.

Results. Analytical models are proposed for an MSL with two additional symmetrical conductors on top taking different boundary conditions at their ends into account. The accuracy and reliability of the proposed models are verified by comparing the time responses obtained by quasi-static analysis and the proposed models. The results obtained showed good agreement.

Conclusion. It is shown that an MSL with two additional symmetrical conductors on top can be used as an MF under different boundary conditions at the ends of these conductors. The proposed models allow the shape and amplitude of the response to be estimated with acceptable accuracy, reducing time and computational costs.

Keywords: microstrip line, ultrashort pulse, modal filter, time response, analytical model

For citation: Sekenova A., Kenzhegulova Z. M., Sagiyeva I. Y., Gazizov T. R. Analytical Models for the Time Response of a Microstrip Line with Two Additional Symmetrical Conductors on Top under Different Boundary Conditions at Their Ends. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 5, pp. 21–30. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-21-30

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

Acknowledgements. The study was supported by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (Project FEWM-2022-0001).

Submitted 28.02.2023; accepted 14.07.2023; published online 29.11.2023

Введение. Широкое внедрение радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) в различные сферы жизни общества, рост плотности размещения РЭА и количества потенциальных источников помех привели к уязвимости РЭА к воздействию электромагнитных воздействий (ЭМВ) [1]. К числу таких воздействий относятся сверхкороткие импульсы (СКИ). Мощные СКИ, обладающие высокой амплитудой, способны практически беспрепятственно проникать внутрь РЭА,

что, в свою очередь, может привести не просто к временному сбою, а к полному выходу РЭА из строя [2]. В связи с этим для должного функционирования РЭА необходимо разрабатывать устройства защиты [3]. Сегодня существуют разнообразные устройства: газоразрядники, варисторы, фильтры, дроссели и др. [4–6]. Одним из относительно новых устройств является модальный фильтр (МФ) на основе МПЛ, где защита от СКИ обеспечивается за

счет его модального разложения [7]. Данная технология заключается в разложении помехового сигнала большой амплитуды на серию импульсов меньшей амплитуды, гораздо менее опасных для системы относительно исходного помехового сигнала [8, 9]. Вместе с тем, для защиты от опасных ЭМВ (в том числе СКИ) необходима способность оценивать искажения формы временного отклика рассматриваемых структур. Часто такая оценка выполняется численными методами, требующими больших вычислительных затрат. Одним из них является квазистатический анализ N -проводных структур, основанный на вычислении квадратных матриц (порядка N) погонных параметров: электростатической (C) и электромагнитной (L) индукции. Для учета потерь вводятся еще две матрицы: погонных проводимостей (G) и погонных сопротивлений (R), которые вычисляются или определяются экспериментально. Погонные параметры рассчитываются при известных допущениях, которым удовлетворяет подавляющее большинство структур, поэтому квазистатический подход представляет наибольший практический интерес. Конечно, он является приближенным, но в рамках своей применимости дает достаточную для практики точность, а также отличается высокой результативностью. Другим методом является электродинамический анализ, который основан на решении уравнений Максвелла и позволяет учесть все типы волн. Он является универсальным и позволяет моделировать структуры произвольной геометрии. Однако численный метод требует довольно больших затрат, памяти и времени. В связи с этим представляет интерес применение аналитических моделей для предварительного и точного анализа СКИ, а также определения причин его искажений. Аналитические модели временного отклика МФ могут быть получены на основе метода модального анализа в связанных линиях, использованного в [10–12]. Примером применения этого метода является аналитическая модель [13] временного отклика модифицированной МПЛ с двумя дополнительными симметричными проводниками сверху, имеющей свойства МФ. Показано, что амплитуды импульсов равны при коротком замыкании (КЗ) на концах дополнительных верхних

проводников [14]. Между тем проверка и апробация моделей такой структуры при других граничных условиях не проводилась. Цель данной статьи – сравнить временные отклики, полученные в результате квазистатического анализа и с использованием предложенных аналитических моделей.

Аналитические модели МПЛ с двумя симметричными проводниками сверху. Для начала приведем исходные аналитические модели [13] вычисления отклика для такой МПЛ. Исходя из модального анализа [10] в моделях используются:

- матрицы преобразования мод по напряжению (T_V) и току (T_I), вычисленные из собственных векторов произведения матриц LC и CL :

$$T_V = \begin{bmatrix} T_{Vaa} & T_{Vab} & T_{Vac} \\ T_{Vba} & T_{Vbb} & T_{Vbc} \\ T_{Vca} & T_{Vcb} & T_{Vcc} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$T_I = \begin{bmatrix} T_{Iaa} & T_{Iab} & T_{Iac} \\ T_{Iba} & T_{Ibb} & T_{Ibc} \\ T_{Ica} & T_{Icb} & T_{Icc} \end{bmatrix};$$

- вектор источника напряжения (V_S) и матрицы импедансов в начале (R_S) и в конце (R_L) линии:

$$V_S = \begin{bmatrix} V \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad R_S = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S3} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$R_L = \begin{bmatrix} R_{L1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{L2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{L3} \end{bmatrix},$$

где V – амплитуда электродвижущей силы (ЭДС) источника;

- векторы модальных источников напряжения V_{Sm} (индексы a, b, c обозначают моды МФ) и источников изначально падающих мод:

$$V_{Sm} = T_V^{-1} V_S = \begin{bmatrix} V_{Sa} \\ V_{Sb} \\ V_{Sc} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$V_{0m} = (E + R_{Sm} Z_{cm}^{-1})^{-1} V_{Sm} = \begin{bmatrix} V_{0a} \\ V_{0b} \\ V_{0c} \end{bmatrix},$$

где E – единичная матрица; R_{Sm} и R_{Lm} – матрицы модальных импедансов:

$$R_{Sm} = T_V^{-1} R_S T_I = \begin{bmatrix} R_{Saa} & R_{Sab} & R_{Sac} \\ R_{Sba} & R_{Sbb} & R_{Sbc} \\ R_{Sca} & R_{Scb} & R_{Scc} \end{bmatrix}; \quad (4)$$

$$R_{Lm} = T_V^{-1} R_L T_I = \begin{bmatrix} R_{Laa} & R_{Lab} & R_{Lac} \\ R_{Lba} & R_{Lbb} & R_{Lbc} \\ R_{Lca} & R_{Lcb} & R_{Lcc} \end{bmatrix};$$

Z_{cm} – матрица характеристического импеданса мод, коэффициенты которой определяются как

$$Z_{cmi} = \sqrt{\frac{L_{mi}}{C_{mi}}}; i = 1, 2, 3, \dots, n. \quad (5)$$

Здесь L_{mi} и C_{mi} – элементы диагонализированных матриц L и C ;

• матрицы коэффициентов отражения мод в начале (Γ_{Sm}) и в конце (Γ_{Lm}) линии:

$$\Gamma_{Sm} = (R_{Sm} Z_{cm}^{-1} + E)^{-1} (R_{Sm} Z_{cm}^{-1} - E) = \begin{bmatrix} \Gamma_{Saa} & \Gamma_{Sab} & \Gamma_{Sac} \\ \Gamma_{Sba} & \Gamma_{Sbb} & \Gamma_{Sbc} \\ \Gamma_{Sca} & \Gamma_{Scb} & \Gamma_{Scc} \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$\Gamma_{Lm} = (R_{Lm} Z_{cm}^{-1} + E)^{-1} (R_{Lm} Z_{cm}^{-1} - E) = \begin{bmatrix} \Gamma_{Laa} & \Gamma_{Lab} & \Gamma_{Lac} \\ \Gamma_{Lba} & \Gamma_{Lbb} & \Gamma_{Lbc} \\ \Gamma_{Lca} & \Gamma_{Lcb} & \Gamma_{Lcc} \end{bmatrix}.$$

Из моделей (1)–(6) получим модели модальных напряжений для каждой моды в конце МФ:

$$V_a(t) = (1 + \Gamma_{aa}) \mathbf{V}_{0a}(t - T_a) + \Gamma_{ab} \mathbf{V}_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{ac} \mathbf{V}_{0c}(t - T_c);$$

$$V_b(t) = (1 + \Gamma_{bb}) \mathbf{V}_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{ba} \mathbf{V}_{0a}(t - T_a) + \Gamma_{bc} \mathbf{V}_{0c}(t - T_c);$$

$$V_c(t) = (1 + \Gamma_{cc}) \mathbf{V}_{0c}(t - T_c) + \Gamma_{cb} \mathbf{V}_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{ca} \mathbf{V}_{0a}(t - T_a), \quad (7)$$

где T_a, T_b, T_c – задержки распространения мод.

Используя модели (1) и (7), отклики в конце МФ (узел $V6$) в итоге будут определяться как

$$V6(t) = T_{Vaa} [(1 + \Gamma_{aa}) \mathbf{V}_{0a}(t - T_a) + \Gamma_{ab} \mathbf{V}_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{ac} \mathbf{V}_{0c}(t - T_c)] + T_{Vab} [(1 + \Gamma_{bb}) \mathbf{V}_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{ba} \mathbf{V}_{0a}(t - T_a) + \Gamma_{bc} \mathbf{V}_{0c}(t - T_c)] + T_{Vac} [(1 + \Gamma_{cc}) \mathbf{V}_{0c}(t - T_c) + \Gamma_{cb} \mathbf{V}_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{ca} \mathbf{V}_{0a}(t - T_a)]. \quad (8)$$

Следует учитывать, что симметрия поперечного сечения рассматриваемого МФ в сочетании с моделями (1) и (4) приводит к нулевым значениям коэффициентов T_{Vac} и $R_{Lac}, R_{Lbc}, R_{Lca}, R_{Lcb}$, а это, в свою очередь, приводит к тому, что коэффициенты матрицы отражений $\Gamma_{Lac}, \Gamma_{Lbc}, \Gamma_{Lca}, \Gamma_{Lcb}$ в (6) равны нулю. В результате (8) приобретает вид

$$V6(t) = T_{Vaa} [(1 + \Gamma_{aa}) \mathbf{V}_{0a}(t - T_a) + \Gamma_{ab} \mathbf{V}_{0b}(t - T_b)] + T_{Vab} [(1 + \Gamma_{bb}) \mathbf{V}_{0b}(t - T_b) + \Gamma_{ba} \mathbf{V}_{0a}(t - T_a)]. \quad (9)$$

Использование (9) позволяет определить временной отклик на концах исследуемой МПЛ при разных граничных условиях.

Результаты моделирования МПЛ при разных граничных условиях. Для исследования корректности предложенных моделей необходимо произвести моделирование. Для квазистатического анализа выбрана отечественная система TALGAT [15, 16]. Она основана на методе моментов, зарекомендовавшем себя при решении широкого круга задач электромагнитного поля. В качестве пакета электродинамического моделирования выбран Electromagnetic Professional (EMPro) [17]. Распространенными методами при моделировании в EMPro являются метод конечных элементов, позволяющий работать со структурами произвольной формы, и метод конечных разностей во временной области, использующийся для моделирования высокочастотных устройств (антенн, фильтров и др.). На рис. 1, а показано поперечное сечение исследуемого МФ, а на рис. 1, б – эквивалентная схема его включения.

Для проверки аналитических моделей не имеет принципиального значения расположение

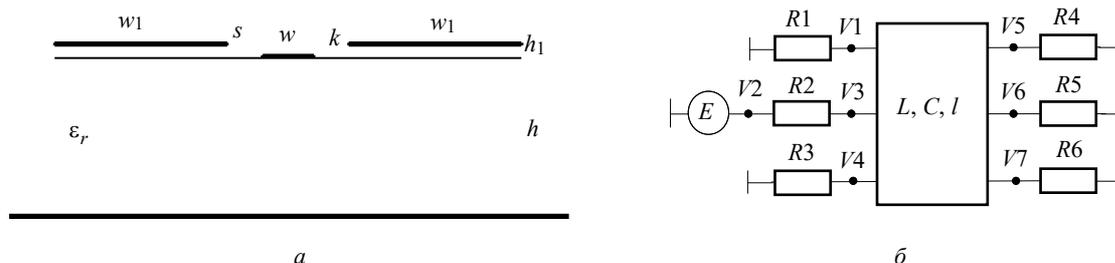


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и схема электрических соединений (б) МПЛ с двумя дополнительными проводниками сверху
Fig. 1. Cross section (a) and electrical connection diagram (b) of the microstrip line with two additional conductors on top

боковых проводников: сверху, на подложке или углубленно. Между тем их расположение сверху дает лучшую защиту: увеличивает интервалы между импульсами разложения воздействующего СКИ [14]. В связи с этим именно для такого МФ целесообразно выбрать параметры, обеспечивающие минимальную амплитуду выходного напряжения при различных граничных условиях.

Рассматриваемый МФ на основе МПЛ состоит из опорного проводника в виде проводящего слоя, диэлектрической подложки и сигнального проводника в виде полоски на подложке и отличается наличием двух симметричных проводников сверху, соединенных на концах с опорным проводником. Защита от СКИ достигается за счет его модального разложения. Выбором длины МФ такой, чтобы ее произведение на разность третьей и второй погонных задержек мод линии превышало длительность СКИ, обеспечивается разложение на 2 импульса меньшей амплитуды. При этом выбор высоты проводников, их ширины и расстояния между ними позволяет обеспечивать равенство амплитуд этих импульсов.

Геометрические параметры поперечного сечения (рис. 1, а) менялись: при граничном условии 50 Ом-КЗ $w = 0.21$ мм; $w_1 = 1$ мм; $k = 18$ мкм; $\epsilon_r = 4$; $s = 0.3$ мм; $h = 1$ мм; $h_1 = 0.1$ мм; при условии согласованной линии (СЛ) они отличаются тем, что $w = 0.29$ мм; $w_1 = 1.5$ мм; $\epsilon_r = 3$; $s = 0.49$ мм; при КЗ-КЗ $w = 0.3$ мм; $w_1 = 1$ мм; $\epsilon_r = 4.5$; $s = 0.49$ мм. В качестве воздействия использовался СКИ в виде трапеции с амплитудой ЭДС 5 В, временем нарастания, спада и плоской вершины по 50 пс. Длина линии $l = 1$ м. В ходе моделирования потери в проводниках и диэлектриках не учитывались. Нагрузки на дополнительных проводниках меняются, а

$R_2 = R_5 = 50$ Ом (рис. 1). Так при 50 Ом-КЗ принято $R_1 = R_3 = 50$ Ом и $R_4 = R_6 = 1$ мОм; при СЛ – $R_1 = R_3 = R_4 = R_6 = 50$ Ом; а при КЗ-КЗ – $R_1 = R_3 = R_4 = R_6 = 1$ мОм.

Вычисленные для рассмотренных случаев матрицы C и L представлены в табл. 1.

Для заданных матриц L и C из (9) получим:
– при условии 50-КЗ

$$V_6(t) = 0.761[0.331 V_{0a}(t - 5.15) + 0.71 V_{0b}(t - 4.22)] + 0.372[0.49 V_{0b}(t - 4.22) + 0.23 V_{0a}(t - 5.15)];$$

– при СЛ

$$V_6(t) = 0.749[0.491 V_{0a}(t - 4.76) + 0.03 V_{0b}(t - 4.15)] + 0.629[0.99 V_{0b}(t - 4.15) + 0.01 V_{0a}(t - 4.76)];$$

– при КЗ-КЗ

Табл. 1. Матрицы C и L для МПЛ, соответствующих разным граничным условиям

Tab. 1. Matrices C and L for microstrip lines according to different boundary conditions

| R | Матрицы | |
|-------|--|---|
| | C , пФ/м | L , нГн/м |
| 50-КЗ | $\begin{bmatrix} 60.6 & -21.2 & -7.4 \\ -21.2 & 64 & -21.2 \\ -7.4 & -21.2 & 60.6 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 409.8 & 252.4 & 167.2 \\ 252.4 & 547.3 & 252.4 \\ 167.2 & 252.4 & 409.8 \end{bmatrix}$ |
| СЛ | $\begin{bmatrix} 64.6 & -18.5 & -5.8 \\ -18.5 & 54.8 & -18.5 \\ -5.8 & -18.5 & 64.6 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 343.9 & 188.6 & 106.8 \\ 188.6 & 499.9 & 188.6 \\ 106.8 & 188.6 & 343.9 \end{bmatrix}$ |
| КЗ-КЗ | $\begin{bmatrix} 60.3 & -20.8 & -5.1 \\ -20.8 & 71.7 & -20.8 \\ -5.1 & -20.8 & 60.3 \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 414.7 & 230.9 & 141.7 \\ 230.9 & 526.7 & 230.9 \\ 141.7 & 230.9 & 414.7 \end{bmatrix}$ |

$$V_6(t) = 0.788[0.421V_{0a}(t - 5.49) + 0.657V_{0b}(t - 4.37)] + 0.27[0.42V_{0b}(t - 4.37) + 0.69V_{0a}(t - 5.49)],$$

где t – время, нс.

Вычисленные формы напряжений в конце МПЛ, полученные в ходе квазистатического ана-

лиза и по моделям, при разных граничных условиях показаны на рис. 2. Сравнение амплитуд и задержек импульсов приведено в табл. 2.

Из рис. 2 и табл. 2 видно, что СКИ, полученный при различных подходах, в конце МФ (V_6) разложился на 2 импульса равной амплитуды. Из сравнения форм напряжений, полученных разными методами, видно, что они качественно согласуются. При этом полностью сов-

Табл. 2. Сравнение амплитуд (U) и задержек (t) импульсов, полученных при разных моделях

Tab. 2. Comparison of amplitudes (U) and delays (t) of pulses, obtained by different models

| Подходы | 50-КЗ | | | | СЛ | | | | КЗ-КЗ | | | |
|--------------------------|----------|----------|-----------|-----------|----------|----------|-----------|-----------|----------|----------|-----------|-----------|
| | $U_1, В$ | $U_2, В$ | $t_1, нс$ | $t_2, нс$ | $U_1, В$ | $U_2, В$ | $t_1, нс$ | $t_2, нс$ | $U_1, В$ | $U_2, В$ | $t_1, нс$ | $t_2, нс$ |
| Квазистатика и аналитика | 1.12 | 1.12 | 4.22 | 4.76 | 1.06 | 1.06 | 4.14 | 5.16 | 1.22 | 1.22 | 4.37 | 5.5 |
| Электродинамика | 1.02 | 1.04 | 4.5 | 5.44 | 1.04 | 0.98 | 4.35 | 4.92 | 0.93 | 1.15 | 4.75 | 5.78 |

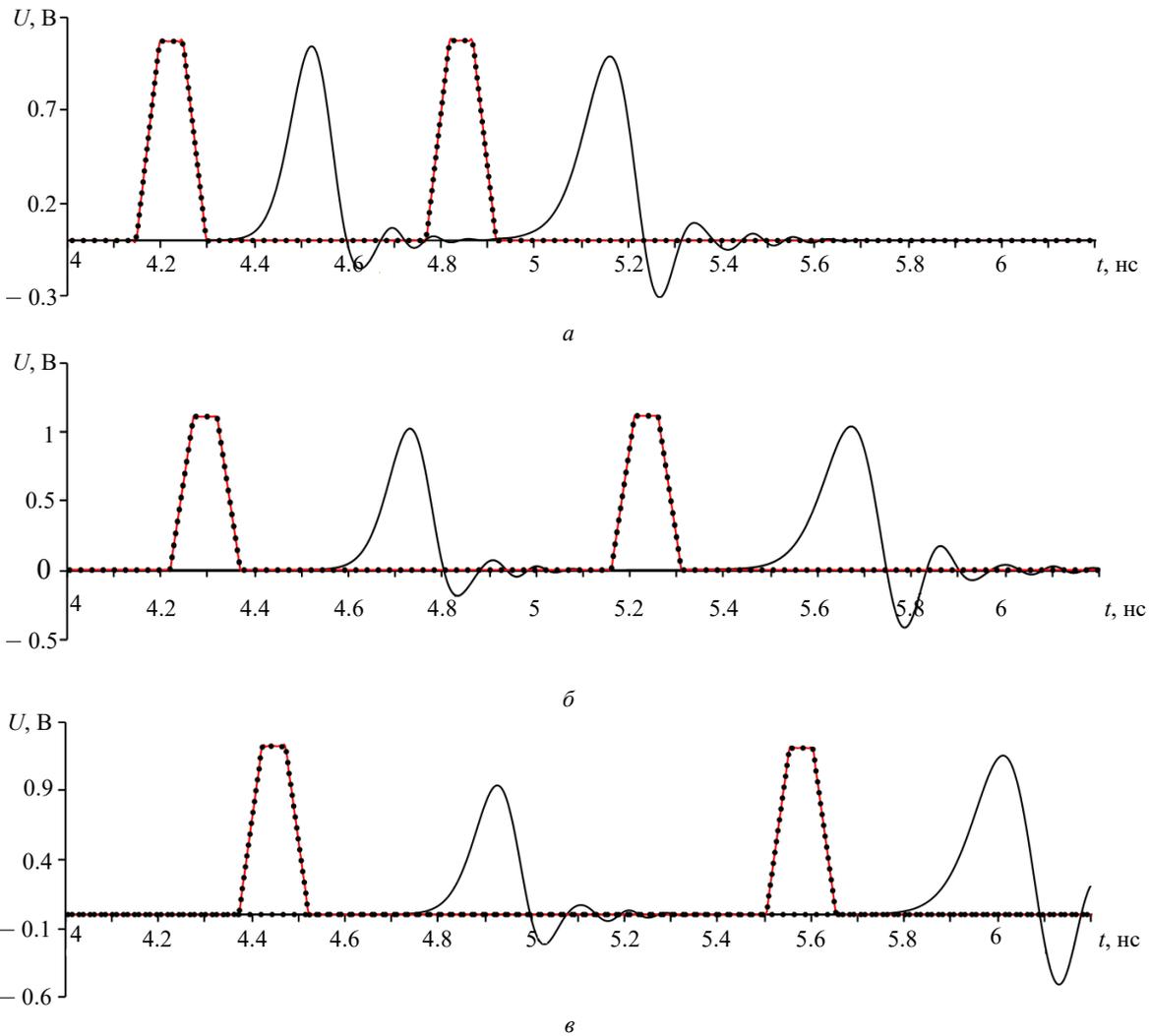


Рис. 2. Формы напряжения в конце МФ (V_6), вычисленные по квазистатической (красная линия), электродинамической (черная линия) и аналитической (пунктир) моделям для разных граничных условий: а – 50-КЗ; б – СЛ; е – КЗ-КЗ

Fig. 2. Voltage waveforms at the MF output (V_6), calculated by quasi-static (red), electrodynamic (black) and analytical (···) models for different boundary conditions: а – 50-KZ; б – СЛ; е – КЗ-КЗ

падают результаты, полученные квазистатическим анализом и по предложенным аналитическим моделям. Однако видно, что результаты электродинамического анализа отличаются по форме, амплитуде и задержкам импульсов. Различия результатов, полученных численно, вызваны различием численных методов, лежащих в их основе. Кроме того, различие форм импульсов обусловлено учетом всех типов волн, краевых эффектов на концах проводников и частотной зависимости диэлектрической проницаемости при электродинамическом моделировании. Это приводит к характерному для реальных линий затягиванию фронта и спада импульса. Так, максимальные отклонения по амплитуде и задержкам составили: при 50-КЗ (рис. 2, а) – 3.7 и 6.6 %; при СЛ (рис. 2, б) – 0.9 и 2.47 %; при КЗ-КЗ (рис. 2, в) – 2.95 и 2.48 % соответственно.

Кроме того, из рис. 2, б видно, что при СЛ наблюдается наименьшая амплитуда на выходе исследуемой структуры 1.06 В. Тем самым при данном граничном условии рассматриваемый МФ

позволяет получить наилучшее (по сравнению с 50-КЗ и КЗ-КЗ) ослабление (около 2.36 раза) воздействующего СКИ.

Заключение. Рассмотрены модели для вычисления временного отклика модифицированной МПЛ с двумя дополнительными симметричными проводниками сверху. Применение разработанных моделей на ранних этапах проектирования полосковых устройств защиты позволит сократить затраты времени и вычислительных ресурсов при многовариантной оптимизации, поскольку при вычислениях в диапазоне параметров нет необходимости в нахождении отклика как такового. Представлено сравнение временных откликов, полученных с помощью предложенных аналитических моделей и численными методами (в двух программных продуктах). В результате получено совпадение результатов по амплитуде, форме и задержке импульсов. Показано, что МПЛ с двумя дополнительными симметричными проводниками сверху может использоваться как МФ с определенными параметрами при различных граничных условиях.

Авторский вклад

Секенова Айтгул – сбор и/или обработка данных.

Кенжегулова Зарина Муратбековна – разработка аналитических моделей.

Сагиева Индира Ериковна – концепция, материалы.

Газизов Тальгат Рашитович – постановка задач, критическая оценка.

Author's contribution

Aitgul Sekenova, data collection and/or processing.

Zarina M. Kenzhegulova, development of analytical models.

Indira Y. Sagiyeva, concept, materials.

Talgat R. Gazizov, analysis and/or interpretation, critical review.

Список литературы

1. Zheng J., Wei G. New development of electromagnetic compatibility in the future: cognitive electromagnetic environment adaptation // 13th Global Symp. on Millimeter-Waves and Terahertz (GSMM), Nanjing, China, 17 Aug. 2021. IEEE, 2021. P. 1–3. doi: 10.1109/GSMM53250.2021.9511983

2. Три возможных механизма возникновения отказов электронных устройств в результате электромагнитного воздействия / Л. Н. Здухов, Ю. В. Парфёнов, О. А. Тарасов, В. М. Чепелев // Технологии электромагнитной совместимости. 2018. № 2 (65). С. 22–34.

3. Radasky W. A., Baum C. E., Wik M. W. Introduction to the special issue on high-power

electromagnetics and intentional electromagnetic interference // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2004. Vol. 46, iss. 3. P. 314–321. doi: 10.1109/TEMC.2004.831899

4. Kotny J. C., Margueron X., Idir N. High frequency model of the coupled inductors used in EMI filter // IEEE Transactions on Power Electronics. 2012. Vol. 27, № 6. P. 2805–2812. doi: 10.1109/TPEL.2011.2175452

5. Yoshida T., Endo M. A Study on ESD protection characteristic difference measurement of TVS diodes by VNA // IEEE 5th Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility (EMC), Beijing, China, 2018. P. 1–4. doi: 10.1109/EMC-B.2017.8260474

6. Смирнов В., Шалаева А., Харитонов А. Электромагнитная совместимость в электронике. М.: Медиа Кит, 2018. С. 34–40.

7. Заболоцкий А. М., Газизов Т. Р. Теоретические основы модальной фильтрации // Техника радиосвязи. 2014. № 3. С. 79–83.

8. Gazizov A. T., Zabolotsky A. M., Gazizov T. R. UWB pulse decomposition in simple printed structures // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2016. Vol. 58, № 4. P. 1136–1142. doi: 10.1109/TEMC.2016.2548783

9. Belousov A. O., Zabolotsky A. M., Gazizov T. T. Optimization of parameters of multiconductor modal filters for protection against ultrashort pulses // 17th Intern. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. Altai, Russia, 30 June – 4 July 2016. P. 67–70. doi: 10.1109/EDM.2016.7538694

10. Park S. W., Xiao F., Kami Y. Analytical approach for crosstalk characterization of multiconductor transmission lines using mode decomposition technique in the time domain // IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility. 2010. Vol. 52, iss. 2. P. 436–446. doi: 10.1109/temc.2010.2045759

11. Xiao F., Murano K., Kami Y. Analytical Solution of the Electromagnetic Radiation from Coupled Differential Microstrip Pairs // Asia-Pacific Symp. on Electromagnetic Compatibility (APEMC), Taipei, Taiwan, 26–29 May 2015. IEEE, 2015. P. 708–711. doi: 10.1109/APEMC.2015.7175358

12. Soleimani N., Mohammad G. H. A., Mohammad H. N. Crosstalk analysis at near-end and

far-end of the coupled transmission lines based on eigenvector decomposition // Intern. J. of Electronics and Communications. 2012. Vol. 12. P. 1–8. doi: 10.1016/j.aecue.2019.152944

13. Sagiyeva I. Y., Kenzhegulova Z. M., Surovtsev R. S. Analytical Models for the Time Response of a Modal Filter Having a Symmetrical Pair of Passive Conductors with Grounded Ends // IEEE Intern. Multi-Conf. on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON), Yekaterinburg, Russia, 11–13 Nov. 2022. IEEE, 2022. P. 1080–1084. doi: 10.1109/SIBIRCON56155.2022.10017074.

14. Sagiyeva I. Y., Kenzhegulova Z. M., Surovtsev R. S. Modal filters based on a microstrip line with overhead conductors grounded at both ends // 22nd Intern. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials. Altai, Russia. 30 June – 4 July 2021. IEEE, 2021. P. 176–179. doi: 10.1109/EDM52169.2021.9507610

15. Kuksenko S. P. Preliminary results of a project of the University of TUSUR on designing the distribution network space vehicles: modeling EMS. IOP Conf. Ser.: Materials Science and Engineering. 2019. Vol. 560, № 012110. P. 1–7. doi:10.1088/1757-899X/560/1/012110

16. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости / С. П. Куксенко, А. М. Заболоцкий, А. О. Мелкозеров, Т. Р. Газизов // Докл. Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2015. № 2. С. 45–50.

17. PathWave EM Design (EMPro). URL: <http://scanru.ru/products/keysight-eda/products/empro/> (дата обращения 20.09.2023)

Информация об авторах

Секенова Айтгул – магистрант кафедры телевидения и управления Томского университета систем управления и радиоэлектроники. Автор девяти научных публикаций. Сфера научных интересов – электромагнитная совместимость.

Адрес: Томский университет систем управления и радиоэлектроники, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия
E-mail: aitowaas@mail.ru

Кенжегулова Зарина Муратбековна – магистр по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" (ТУСУР, 2020), аспирантка кафедры телевидения и управления Томского университета систем управления и радиоэлектроники. Автор 14 научных работ. Сфера научных интересов – электромагнитная совместимость.

Адрес: Томский университет систем управления и радиоэлектроники, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия
E-mail: zarina.kenzhegulova@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0003-0984-5088>

Сагиева Индира Ериковна – кандидат технических наук (2021), доцент кафедры телевидения и управления Томского университета систем управления и радиоэлектроники. Автор 59 научных работ. Сфера научных интересов – электромагнитная совместимость.

Адрес: Томский университет систем управления и радиоэлектроники, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия
E-mail: indira_sagieva@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0001-7119-0583>

Газизов Тальгат Рашитович – доктор технических наук (2010), заведующий кафедрой телевидения и управления Томского университета систем управления и радиоэлектроники. Автор 482 научных работ. Сфера научных интересов – электромагнитная совместимость.

Адрес: Томский университет систем управления и радиоэлектроники, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия
E-mail: talgat@tu.tusur.ru
<https://orcid.org/0000-0002-1192-4853>

References

1. Zheng J., Wei G. New Development of Electromagnetic Compatibility in the Future: Cognitive Electromagnetic Environment Adaptation. 13th Global Symp. on Millimeter-Waves and Terahertz (GSMM). Nanjing, China, 17 Aug. 2021. IEEE, 2021, pp. 1–3. doi: 10.1109/GSMM53250.2021.9511983
2. Zdukhov L. N., Parfenov Yu. V., Tarasov O. A., Chepelev V. M. Three Possible Mechanisms for the Failure of Electronic Devices as a Result of Electromagnetic Interference. *Tekhnologii elektromagnitnoy otrazheniya* [Electromagnetic Compatibility Technologies]. 2018, no. 2 (65), pp. 22–34. (In Russ.)
3. Radasky W. A., Baum C. E., Wik M. W. Introduction to the Special Issue on High-Power Electromagnetics and Intentional Electromagnetic Interference. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2004, vol. 46, iss. 3, pp. 314–321. doi: 10.1109/TEMC.2004.831899
4. Kotny J. C., Margueron X., Idir N. High Frequency Model of the Coupled Inductors Used in EMI Filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2012, vol. 27, no. 6, pp. 2805–2812. doi: 10.1109/TPEL.2011.2175452
5. Yoshida T., Endo M. A Study on ESD Protection Characteristic Difference Measurement of TVS Diodes by VNA. *IEEE 5th Intern. Symp. on Electromagnetic Compatibility (EMC)*, Beijing, China, 2018, pp. 1–4. doi: 10.1109/EMC-B.2017.8260474
6. Smirnov V., Shalayeva A., Kharitonov A. *Elektromagnitnaya sovместimost' v elektronike* [Electromagnetic Compatibility in Electronics]. Moscow, Media KiT, 2018, pp. 34–40. (In Russ.)
7. Zabolotsky A. M., Gazizov T. R. Theoretical Foundations of Modal Filtering. *Tekhnika radiosvyazi* [Radio Communications Technology]. 2014, no. 3, pp. 79–83. (In Russ.)
8. Gazizov A. T., Zabolotsky A. M., Gazizov T. R. UWB Pulse Decomposition in Simple Printed Structures. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2016, vol. 58, no. 4, pp. 1136–1142. doi: 10.1109/TEMC.2016.2548783
9. Belousov A. O., Zabolotsky A. M., Gazizov T. T. Optimization of Parameters of Multiconductor Modal Filters for Protection Against Ultrashort Pulses. 17th Intern. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, Altai, Russia, 30 June – 4 July 2016, pp. 67–70. doi: 10.1109/EDM.2016.7538694
10. Park S. W., Xiao F., Kami Y., Analytical Approach for Crosstalk Characterization of Multiconductor Transmission Lines Using Mode Decomposition Technique in the Time Domain. *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*. 2010, vol. 52, iss. 2, pp. 436–446. doi: 10.1109/temc.2010.2045759
11. Xiao F., Murano K., Kami Y. Analytical Solution of the Electromagnetic Radiation from Coupled Differential Microstrip Pairs. *Asia-Pacific Symp. on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, Taipei, Taiwan, 26–29 May 2015. IEEE, 2015, pp. 708–711. doi: 10.1109/APEMC.2015.7175358
12. Soleimani N., Mohammad G. H. A., Mohammad H. N. Crosstalk Analysis at Near-End and Far-End of the Coupled Transmission Lines Based on Eigenvector Decomposition. *Intern. J. of Electronics and Communications*. 2012, vol. 12, pp. 1–8. doi: 10.1016/j.aecue.2019.152944
13. Sagiyeva I. Y., Kenzhegulova Z. M., Surovtsev R. S. Analytical Models for the Time Response of a Modal Filter Having a Symmetrical Pair of Passive Conductors with Grounded Ends. *IEEE Intern. Multi-Conf. on Engineering, Computer and Information Sciences (SIBIRCON)*, Yekaterinburg, Russia, 11–13 Nov. 2022. IEEE, 2022, pp. 1080–1084. doi: 10.1109/SIBIRCON56155.2022.10017074
14. Sagiyeva I. Y., Kenzhegulova Z. M., Surovtsev R. S. Modal Filters Based on a Microstrip Line with Overhead Conductors Grounded at Both Ends. 22nd Intern. Conf. of Young Professionals in Electron Devices and Materials, Altai, Russia, 30 June – 4 July 2021. IEEE, 2021, pp. 176–179. doi: 10.1109/EDM52169.2021.9507610
15. Kuksenko S. P. Preliminary Results of a Project of the University of TUSUR on Designing the Distribution Network Space Vehicles: Modeling EMS. *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*. 2019, vol. 560, no. 012110, pp. 1–7. doi:10.1088/1757-899X/560/1/012110
16. Kuksenko S. P., Zabolotsky A. M., Melkozorov A. O., Gazizov T. R. New Features of Electromagnetic Compatibility in TALGAT Simulation Software. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki* [Papers from Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics]. 2015, no. 2, pp. 45–50. (In Russ.)
17. PathWave EM Design (EMPro). Available at: <http://scanru.ru/products/keysight-eda/products/empro/> (accessed 20.09.2023)

Information about the authors

Sekenova Aitgul, Master's student of the Department of Television and Control at Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics. The author of 9 scientific publications. Area of expertise: electromagnetic compatibility. Address: Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics, 40, Lenin Ave., Tomsk 634050, Russia. E-mail: aitowaas@mail.ru

Zarina M. Kenzhegulova, Postgraduate student of the Department of Television and Control at Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics. The author of 14 scientific publications. Area of expertise: electromagnetic compatibility.

Address: Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics, 40, Lenin Ave., Tomsk 634050, Russia.
E-mail: zarina.kenzhegulova@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0003-0984-5088>

Indira Y. Sagiyeva, Cand. Sci. (Eng.) (2021), Docent of the Department of Television and Control at Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics. The author of 59 scientific publications. Area of expertise: electromagnetic compatibility.

Address: Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics, 40, Lenin Ave., Tomsk 634050, Russia.
E-mail: indira_sagiyeva@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0001-7119-0583>

Talgat R. Gazizov, Dr Sci. (Eng.) (2010), Head of the Department of Television and Control at Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics. The author of 482 scientific publications. Area of expertise: electromagnetic compatibility.

Address: Tomsk University of Control Systems and Radioelectronics, 40, Lenin Ave., Tomsk 634050, Russia.
E-mail: talgat@tu.tusur.ru
<https://orcid.org/0000-0002-1192-4853>

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

УДК 539.216.2

Научная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-5-31-39>

Гибкие аппроксимирующие функции: резонансные нагрузки

Г. А. Филиппович, М. А. Янцевич ✉

Военная академия Республики Беларусь, Минск, Республика Беларусь

✉ yantsevich1052500@mail.ru

Аннотация

Введение. Широкое распространение в беспилотных летательных аппаратах нашли патч-антенны, обладающие рядом свойств, полезных в данной сфере применения. Однако проблемным вопросом остается согласование антенны, которая по существу представляет собой резонатор. Существующие публикации носят преимущественно частный характер и отмечают типичные значения полосы согласования 5–7 %, что не всегда оказывается достаточным, когда необходимо использовать спектр сигналов до сотен мегагерц. Поэтому интерес для инженеров может представлять исследование, направленное на использование более основательных системных методов широкополосного согласования.

Цель работы. Разработка методики широкополосного согласования на основе обобщенного метода синтеза по Дарлингтону с использованием гибких аппроксимирующих функций (АФ) для моделей нагрузок с резонансными свойствами.

Материалы и методы. В основу статьи положен обобщенный метод синтеза по Дарлингтону. Для расширения возможностей метода используются аппроксимирующие функции с повышенными вариативными свойствами. Гибкое управление весовыми коэффициентами АФ позволяет реализовать как гладкие, так и волновые частотные характеристики. Метод является аналитическим и не использует итеративных процедур. Математический аппарат метода основан на анализе вычетов в нулях передачи функции сопротивления нагрузки.

Результаты. Гибкие аппроксимирующие функции оказались эффективным средством для синтеза согласующих цепей с резонансными свойствами. Получены решения для согласования нагрузок с кратными нулями передачи как в начале координат, так и в бесконечности. Показана возможность создания патч-антенн с полосой согласования до 40 % и более.

Заключение. Полученные результаты свидетельствуют о том, что потенциальные оценки пределов согласования патч-антенны значительно превышают достигнутые и доступны только для аналитических методов.

Ключевые слова: широкополосное согласование, методика синтеза, аппроксимирующая функция, нагрузка, ограничения

Для цитирования: Филиппович Г. А., Янцевич М. А. Гибкие аппроксимирующие функции: резонансные нагрузки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 5. С. 31–39. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-31-39

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 07.07.2023; принята к публикации после рецензирования 13.09.2023; опубликована онлайн 29.11.2023



Flexible Approximation Functions: Resonant Loads

Gennady A. Filippovich, Mikhail A. Yantsevich ✉

Military Academy of the Republic of Belarus, Minsk, Republic of Belarus

✉ yantsevich1052500@mail.ru

Abstract

Introduction. Patch antennas have found wide application in UAVs due to their numerous useful properties. However, since such an antenna system is essentially a resonator, the problem of its matching remains unresolved. The existing publications mostly deal with specific cases and report the typical values of the matching band of 5–7 %, which cannot be considered sufficient when there is a need to use the signal spectrum of up to hundreds of MHz. Therefore, research aimed at using more efficient methods of broadband matching could be of interest for engineers.

Aim. To develop a broadband matching technique based on the generalized Darlington synthesis method using flexible approximating functions (AF) for load models with resonant properties.

Materials and methods. The capabilities of the generalized Darlington synthesis method are extended AFs with increased variation properties. Flexible control of AF weight coefficients makes it possible to realize both smooth and wave frequency characteristics. The method is analytical and does not use iterative procedures. The mathematical apparatus of the method is based on an analysis of deductions in the zeros of the load resistance transfer function.

Results. Flexible approximating functions were established to be effective for synthesis of matching circuits with resonant properties. Solutions for matching the loads with multiple transfer zeros both at the origin and in infinity were obtained. The opportunity of creating patch antennas with a matching layer up to 40 % and more was demonstrated.

Conclusion. The results obtained for the SWR of patch antennas show that the potential estimates of matching limits are available only for analytical methods.

Keywords: broadband matching, synthesis technique, approximating function, load, limitations

For citation: Filippovich G. A., Yantsevich M. A. Flexible Approximation Functions: Resonant Loads. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 5, pp. 31–39. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-31-39

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

Submitted 07.07.2023; accepted 13.09.2023; published online 29.11.2023

Введение. Статья продолжает публикацию материалов, посвященных использованию гибких аппроксимирующих функций (АФ) и обобщенного метода Дарлингтона для класса RLC -нагрузок [1, 2]. Результаты согласования RLC -нагрузки, представленные в [2], показывают эффективность этого подхода и стимулируют исследование других нагрузок этого класса. Объектом дальнейших исследований, представленных далее, являются резонансные нагрузки, интерес к которым проявляется в связи с проблемами согласования патч-антенн [3–14]. Последние исследования с использованием классической теории Фано дают предельную оценку полосы согласования 10 % с использованием четырехэлементной эквивалентной схемы антенны [3]. Представляет интерес предельная оценка, основанная на применении

гибких аппроксимаций для более полной пятиэлементной эквивалентной схемы.

Для аппроксимации частотной характеристики используем функцию низкочастотного прототипа, представленную в [1, 2]:

$$K_p(\omega) = \frac{K}{1 + \varepsilon^2 \frac{v_1\omega^2 + v_2\omega^4 + \dots + v_n\omega^{2n}}{v_1 + v_2 + \dots + v_n}}, \quad (1)$$

где K – коэффициент уровня передачи мощности; ε – коэффициент регулировки полосы согласования (аналог коэффициента пульсаций чебышевской АФ); v_i – варьируемые параметры; ω – круговая частота. Как и всякая АФ, в классическом синтезе эта функция нормирована по уровню и полосе пропускания. Так, при частоте среза $\omega_c = 1$ частотная характеристика бу-

дет нормирована по уровню $K/(1+\varepsilon^2)$ в соответствии с параметром ε , как и для чебышевской АФ. Удобство использования функции (1) заключается и в том, что в ней легко перейти к другим аппроксимациям. Контролируя знаки коэффициентов v_i , можно получить знакопеременный полином в аппроксимации Чебышева. Такая возможность окажется полезной и для процедуры тестирования алгоритма, описанной в [2].

Последовательность рассмотрения задач, изложенная далее, выглядит следующим образом. Детально рассматриваются задачи согласования для последовательной и параллельной резонансных нагрузок с целью выявления важных особенностей каждой. Затем рассматривается задача согласования для нагрузки, содержащей оба резонанса. Именно эта нагрузка является уточненной эквивалентной схемой сопротивления патч-антенны. Поскольку рассматриваемые нагрузки содержат нули передачи в нуле и в бесконечности, аппроксимирующая функция должна быть полосовой.

Согласование последовательной резонансной нагрузки. Согласно [15] функции входного сопротивления и сопротивления нагрузки (обе положительные и вещественные) можно представить следующим образом:

$$Z_H(s) = \frac{m_{1H} + n_{1H}}{m_{2H} + n_{2H}}; \quad (2)$$

$$Z_{BX}(s) = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2}, \quad (3)$$

где $s = j\omega$ – комплексная частота; компоненты m_{1H}, m_{2H}, m_1, m_2 – четные, а n_{1H}, n_{2H}, n_1, n_2 – нечетные части полиномов числителей и знаменателей (2) и (3). Для рассматриваемой нагрузки (последовательный резонанс (рис. 1)):

$$m_{H1} = 1 + C_H L_H s^2; \quad n_{H1} = RCs; \quad m_{H2} = 0; \\ n_{H2} = C_H s. \quad \text{Примем параметры нагрузки:} \\ R_H = 1; \quad C_H = 2; \quad L_H = 0.5.$$

Четный полином N -функции для этой нагрузки, который должен содержать все нули передачи, кроме расположенных в бесконечности, имеет следующий вид:

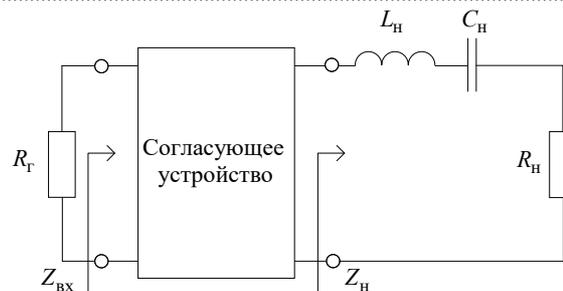


Рис. 1. Схема согласующей цепи с нагрузкой

Fig. 1. Matching circuit with the load

$$N_H(-s^2) = n_{1H}(s)n_{2H}(s) - m_{1H}(s)m_{2H}(s) = RC^2s^2.$$

Для согласования такой нагрузки выберем второй порядок функции передачи (1), поскольку нагрузка имеет простые нули передачи. При переходе к полосовой функции передачи порядок удваивается, появляются два нуля передачи в начале координат, обеспечивая таким образом все нули передачи нагрузки.

Система уравнений, связывающих параметры функции (1) с параметрами функции коэффициента отражения $\rho(s)$, составляется из условий

$$K_p(-s^2) = 1 - \rho(s)\rho(-s); \quad (4)$$

$$\rho(s) = \frac{b_2s^2 + b_1s + b_0}{a_2s^2 + a_1s + a_0}. \quad (5)$$

Система уравнений, позволяющая контролировать форму частотной характеристики, выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} (1-K)(v_1 + v_2) = b_0^2; \\ v_1 + v_2 = a_0^2; \\ -\varepsilon^2 v_1 = 2b_0b_2 - b_1^2 = 2a_0a_2 - a_1^2; \\ \varepsilon^2 v_2 = b_2^2 = a_2^2. \end{cases} \quad (6)$$

Условия Гурвица для полинома знаменателя $\rho(s)$ при $n=2$ сводятся к положительности коэффициентов a_i .

Для тестирования алгоритма, обеспечивающего частотную характеристику (1) 2-го порядка, можно задать коэффициенты $K=1$; $v_1=0$; $v_2=1$; $\varepsilon=1$. Функция find (Mathcad) должна вывести $b_0=b_1=0$; $b_2=1$ и коэффи-

коэффициенты полинома Баттерворта $a_0 = a_2 = 1$;
 $a_1 = \sqrt{2}$.

Функция входного сопротивления (3), связанная с коэффициентом отражения (5), имеет следующий вид:

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{(a_2 - b_2)s^2 + (a_1 - b_1)s + (a_0 - b_0)}{(a_2 + b_2)s^2 + (a_1 + b_1)s + (a_0 + b_0)}. \quad (7)$$

Четный полином $N(-s^2)$ для функции (7) после полосового частотного преобразования $s \rightarrow (s^2 + 1)/s$ будет содержать сомножитель s^4 (два нуля в начале координат). Старшая степень s полинома числителя параметра z_{12} в обобщенном методе Дарлингтона после извлечения корня оказывается нечетной, что указывает на вариант В для z -параметров [15]:

$$\begin{aligned} z_{11}(s) &= \frac{n_1 m_{2\text{H}} - m_1 n_{2\text{H}}}{m_2 m_{2\text{H}} - n_2 n_{2\text{H}}}; \\ z_{22}(s) &= \frac{n_2 m_{1\text{H}} - m_2 n_{1\text{H}}}{m_2 m_{2\text{H}} - n_2 n_{2\text{H}}}; \\ z_{12}(s) &= \frac{[N(-s^2)N_{\text{H}}(-s^2)]^{0.5}}{m_2 m_{2\text{H}} - n_2 n_{2\text{H}}}. \end{aligned} \quad (8)$$

Система ограничений в общем виде сводится к положительности вычетов параметра $z_{22}(s)$ в нулях передачи нагрузки и $z_{11}(s)$ в нулях передачи источника сигналов. Для нулей передачи нагрузки $s = \infty$ и $s = 0$ эти ограничения имеют вид

$$\begin{aligned} \text{Res } z_{22}(s)|_{s=\infty} &\geq 0; \\ \text{Res } z_{22}(s)|_{s=0} &\geq 0, \end{aligned} \quad (9)$$

где $z_{22}(s)$ согласно (9) принимает следующий вид:

$$z_{22}(s) = \frac{A_0 + A_1 s^2 + A_2 s^4}{C_{\text{H}}(a_1 + b_1)s + (a_1 + b_1)s^3}, \quad (10)$$

где $A_0 = (a_2 + b_2)C_{\text{H}}R_{\text{H}} - (a_1 + b_1)$; $A_1 = (a_0 + b_0) \times C_{\text{H}}R_{\text{H}} + 2C_{\text{H}}R_{\text{H}}(a_2 + b_2) - (a_1 + b_1)(1 + L_{\text{H}}C_{\text{H}})$;
 $A_2 = (a_2 + b_2)R_{\text{H}} - (a_1 + b_1)L_{\text{H}}$.

В соответствии с (10) коэффициенты полинома знаменателя старшей и младшей степеней $z_{22}(s)$ определяют ограничения

$$\begin{aligned} [(a_2 + b_2)R_{\text{H}} - (a_1 + b_1)L_{\text{H}}]|_{s=\infty} &\geq 0, \\ (a_2 + b_2)C_{\text{H}}R_{\text{H}} - (a_1 + b_1) &|_{s=0} \geq 0. \end{aligned} \quad (11)$$

Для сопоставления результатов приведем ограничения (11) для функции Баттерворта второго порядка

$$\begin{aligned} \sqrt{2}R_{\text{H}} - (1 + \delta)L_{\text{H}}|_{s=\infty} &\geq 0; \\ \sqrt{2}R_{\text{H}}C_{\text{H}} - (1 + \delta)|_{s=0} &\geq 0, \end{aligned} \quad (12)$$

где коэффициент δ связан с K соотношением $K = 1 - \delta^{2n}$.

Рассмотрим частный случай, который характерен для патч-антенны $L_{\text{H}} = 1/C_{\text{H}}$. Тогда ограничения совпадают. При выполнении ограничений (12) со знаком равенства (минимальное количество согласующих элементов – 2) пределы $K = 1 \dots 0.5$ соответствуют пределам возможных значений емкости нагрузки 0.707...1.3, что означает невозможность согласования заданной нагрузки $C_{\text{H}} = 2$ с аппроксимацией по Баттерворту. Для предельного по Баттерворту значения емкости $C_{\text{H}} = 1.3$ применение гибкой аппроксимации позволяет получить $K = 1$. Частотная характеристика становится чуть менее плоской, но полоса согласования сохраняется. Подобное расширение пределов имеет место и в сторону меньших значений емкости. Для чебышевской аппроксимации расчеты показывают, что при $\varepsilon = 0.1$ и тех же условиях предельные значения емкости нагрузки составляют 0.37...1.84, однако согласующая цепь (СЦ) содержит 4 элемента. Здесь также стоит отметить, что емкость последовательного резонанса существенно ограничивает возможности согласования.

Далее приведена полная система рассчитанных z -параметров и выходное сопротивление СЦ для синтеза:

$$\begin{aligned} z_{11}(s) &= \frac{1.748s}{1.916 + 1.916s^2}; \\ z_{22}(s) &= \frac{2.69s}{1.916 + 1.916s^2}; \end{aligned}$$

$$z_{12}(s) = \frac{2.169s}{1.916 + 1.916s^2};$$

$$z_{\text{ВЫХ}}(s) = \frac{1.4s}{1.24 + 0.94s + s^2}.$$

В процессе синтеза система ограничений выполнялась со знаком равенства, что обеспечило минимальное количество элементов СЦ, поскольку $A_0 = 0$; $A_2 = 0$. Совместное решение уравнений (6), (11) дает следующий результат: $K = 0.95$; $\varepsilon = 0.1$; $v_1 = -0.18$; $v_2 = 0.23$. Можно заметить, что отрицательное значение v_1 добавляет небольшую неравномерность частотной характеристике и несколько расширяет полосу согласования, которая определяется по уровню $K/(1 + \varepsilon^2)$.

Реализация по $z_{\text{ВЫХ}}(s)$ (рис. 2) дает значения элементов $C_1 = 0.71$; $L_1 = 1.4$; $R_T = 1.54$. На рис. 3 представлены зависимости коэффициента передачи мощности от частоты: 1 – нагрузки; 2 – нагрузки с подключенной СЦ.

Согласование параллельной резонансной нагрузки. Для параллельной резонансной нагрузки $m_{H1} = 0$; $n_{H1} = R_H L_H s$; $m_{H2} = R_H + C_H L_H R_H$;

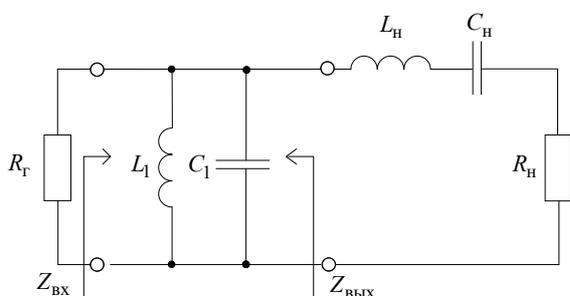


Рис. 2. Схема СЦ с нагрузкой
Fig. 2. Matching circuit with the load

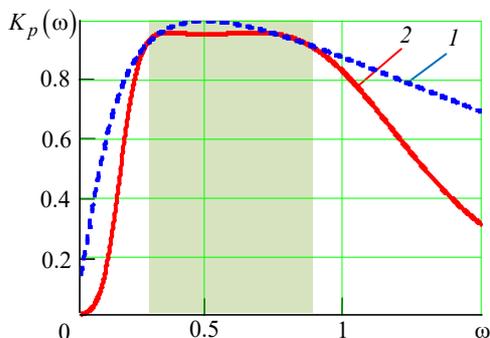


Рис. 3. Частотная характеристика передачи мощности
Fig. 3. Gain frequency response

$n_{H2} = L_H s$. Параметры нагрузки оставим прежними: $R_H = 1$; $C_H = 2$; $L_H = 0.5$.

Четный полином N -функции для этой нагрузки имеет следующий вид:

$$N_H(-s^2) = n_{H1}(s)n_{H2}(s) - m_{H1}(s)m_{H2}(s) = RL^2s^2.$$

Нагрузка содержит те же нули передачи, а элементы, их образующие, поменялись местами. Используем приведенную ранее полосовую частотную характеристику второго порядка, однако полиномы числителя и знаменателя в (7) поменяем местами. Физически это означает изменение знака коэффициента отражения (5), что не меняет условия (4). Такое преобразование обеспечивает совместимость сопротивлений $z_{\text{ВХ}}(s)$ и $z_H(s)$ в нулях передачи нагрузки. При этих условиях рабочими остаются выражения (8)–(10), находим

$$z_{22}(s) = (a_0 - b_0)s^3 R_H L_H / ([L_H(a_1 - b_1) - R_H(a_0 - b_0)]s^2 + [L_H(a_1 - b_1) - C_H L_H R_H(a_0 - b_0)]s^4);$$

а система ограничений принимает вид

$$(a_1 - b_1)L_H - (a_0 - b_0)R_H|_{s=0} \geq 0,$$

$$(a_1 - b_1) - C_H R_H(a_0 - b_0)|_{s=\infty} \geq 0.$$

Для аппроксимации по Баттерворту

$$(1 + \delta)L - \sqrt{2}R_H|_{s=0} \geq 0,$$

$$(1 + \delta) - \sqrt{2}R_H C_H|_{s=\infty} \geq 0.$$

По-прежнему полагая $L_H = 1/C_H$, находим, что пределам $K = 1 \dots 0.5$ соответствуют пределы возможных значений емкости нагрузки $0.77 \dots 8.8$, что допускает возможность согласования заданной нагрузки $C_H = 2$ с аппроксимацией по Баттерворту. При использовании гибкой аппроксимации (1) ограничения выполняются со знаком равенства, и все z -параметры обращаются в бесконечность. Это является следствием малого порядка аппроксимации $n = 2$ и означает, что в составе СЦ присутствуют только последовательно включенные

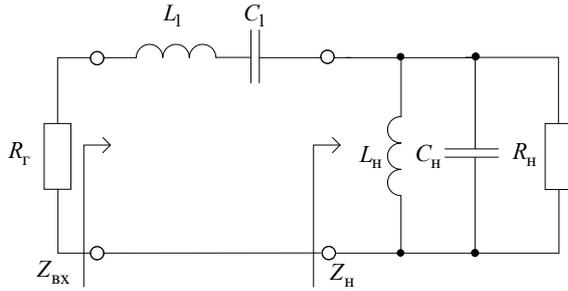


Рис. 4. Схема СЦ с нагрузкой

Fig. 4. Matching circuit with the load

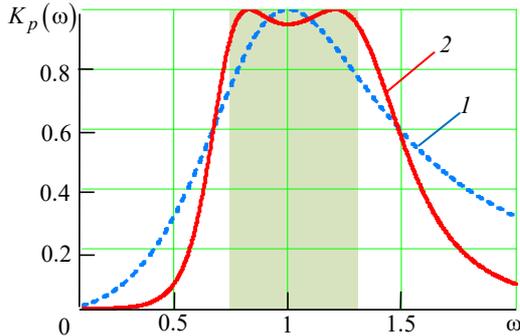


Рис. 5. Частотная характеристика передачи мощности

Fig. 5. Gain frequency response

элементы. Результаты синтеза СЦ следующие: $K = 0.95$; $\varepsilon = 1.38$; $v_1 = -0.03$; $v_2 = 1.089$. Реализация по $z_{\text{вых}}(s)$ (рис. 4) дает значения элементов $L_1 = 1.269$; $C_1 = 0.787$; $R_r = 0.635$. На рис. 5 представлены частотные характеристики передачи мощности: 1 – нагрузки; 2 – нагрузки с подключенной СЦ.

Согласование патч-антенны. Сосредоточенная модель более высокого порядка может быть и более адекватной. Таковой является схема, содержащая последовательный и параллельный резонансы. Для этой нагрузки:

$$m_{n1} = R \left[1 + (C_n L_n + C_{n1} L_n + C_{n1} L_{n1}) s^2 + \dots \right. \\ \left. \dots + C_n L_n C_{n1} L_{n1} s^4 \right]; \\ n_{n1} = L_n s + L_n C_{n1} L_{n1} s^3; m_{n2} = C_{n1} L_n s^2; \\ n_{n2} = R C_{n1} s + L_n C_{n1} L_n s^3.$$

Параметры нагрузки (патч-антенны) нормированы относительно частоты 869 МГц и сопротивления излучения 150 Ом: $R_n = 1$; $C_n = 2.25$; $L_n = 0.444$; $C_{n1} = 0.5$; $L_{n1} = 0.18$. Эти параметры близки к приведенным в [3] на

частоте 820 МГц. Четный полином N -функции для этой нагрузки имеет следующий вид:

$$N_n(-s^2) = R_n C_{n1}^2 L_n^2 s^4.$$

Для аппроксимации четвертого порядка функции коэффициента отражения (5) и входного сопротивления (3) вдвое увеличивают свой порядок.

Четный полином $N(-s^2)$ для функции (7) после частотного преобразования будет содержать множитель s^8 (четыре нуля в начале координат). Старшая степень s полинома числителя параметра z_{12} в обобщенном методе Дарлингтона [15] после извлечения корня оказывается четной и равна 6, что указывает на вариант А для z -параметров [15]:

$$z_{11}(s) = \frac{m_1 m_{2n} - n_1 n_{2n}}{n_2 m_{2n} - m_2 n_{2n}}; \\ z_{22}(s) = \frac{m_2 m_{1n} - n_2 n_{1n}}{n_2 m_{2n} - m_2 n_{2n}}; \quad (13)$$

$$z_{12}(s) = \frac{[N(-s^2) N_n(-s^2)]^{0.5}}{n_2 m_{2n} - m_2 n_{2n}}.$$

Алгоритм формирования частотной характеристики составляется по описанной ранее схеме с контролем условий Гурвица для полинома знаменателя $\rho(s)$. Для тестирования алгоритма, обеспечивающего частотную характеристику (1) 4-го порядка, можно задать коэффициенты $K = 1$; $v_1 = 0$; $v_2 = 0$; $v_3 = 0$; $v_4 = 1$; $\varepsilon = 1$. Функция find (Mathcad) должна вывести $b_0 = b_1 = b_2 = b_3 = 0$; $b_4 = 1$ и коэффициенты полинома Баттерворта $a_0 = a_4 = 1$; $a_1 = 2.61313$; $a_2 = 3.41421$; $a_3 = 2.61313$.

Z -параметры (13) для функции передачи (1) ($n = 4$) и рассматриваемой нагрузки содержат полиномы 10-й степени. Поскольку нагрузка имеет кратные нули передачи в начале координат и в бесконечности, потребуется выполнить систему из четырех ограничений. Эти ограничения сводятся к неотрицательности вычетов z -параметров в нулях передачи нагрузки и определяются двумя старшими и младшими коэффициентами полиномов. Приведем эти коэффициенты в системе ограничений:

$$\begin{aligned} (a_2 - b_2)b_{0n} - (a_3 - b_3)b_{1n} &= 0; \\ (a_2 - b_2)b_{4n} - (a_3 - b_3)b_{3n} &= 0; \\ (a_0 - b_0)b_{4n} + (a_2 - b_2)b_{2n} + 2(a_2 - b_2)b_{4n} - \dots \\ \dots - (a_1 - b_1)b_{3n} - (a_3 - b_3)b_{1n} - 3(a_3 - b_3)b_{3n} &\geq 0; \\ (a_0 - b_0)b_{0n} + 2(a_2 - b_2)b_{0n} + (a_2 - b_2)b_{2n} - \dots \\ \dots - (a_1 - b_1)b_{1n} - 3(a_3 - b_3)b_{1n} - (a_3 - b_3)b_{3n} &\geq 0, \end{aligned}$$

где $b_{0n} = R_H$; $b_{1n} = L_H$; $b_{2n} = R(C_H L_H + C_{1H} L_H + C_{1H} L_{1H})$; $b_{3n} = C_{1H} L_{1H} L_H$; $b_{4n} = C_H C_{1H} L_{1H} L_H R$.

Первая пара ограничений должна выполняться со знаком равенства. Можно заметить при этом, что старший и младший коэффициенты всех z -параметров равны по значению и противоположны по знаку. Выполнение этих жестких ограничений приводит к понижению порядка z -параметров. В результате совместного решения системы нелинейных уравнений, обеспечивающих заданную форму частотной характеристики, аналитичность функции входного сопротивления в правой полуплоскости комплексной частоты и выполнение ограничений, накладываемых нагрузкой, получены следующие результаты: $K = 0.98$; $\varepsilon = 0.98$; $v_1 = 2$; $v_2 = -0.4$; $v_3 = 3.05$; $v_4 = -0.81$. Система z -параметров принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} z_{11}(s) &= \frac{0.079 + 0.356s^2 + 0.079s^4}{0.182s + 0.182s^3}; \\ z_{22}(s) &= \frac{0.293s^2 + 0.149s^4}{0.182s + 0.182s^3}; \\ z_{12}(s) &= \frac{0.1688s^2}{0.182s^5 + 0.182s^7}. \end{aligned}$$

Реализация по $z_{\text{вых}}(s)$ (рис. 6) дает значения элементов $L_1 = 0.819$; $L_2 = 0.788$; $C_1 = 1.26$; $C_2 = 3.18$; $L_3 = 0.314$; $R_T = 0.725$.

Из приведенной на рис. 7 частотной характеристики следует, что уровень коэффициента стоячей волны, равный 1.5, обеспечивается в полосе до 40%. Для исследуемой авторами упрощенной модели сопротивления патч-антенны (без учета C_{H1}) результат составил 10% [3]. Согласно классическим представлениям теории широкополосного согласования

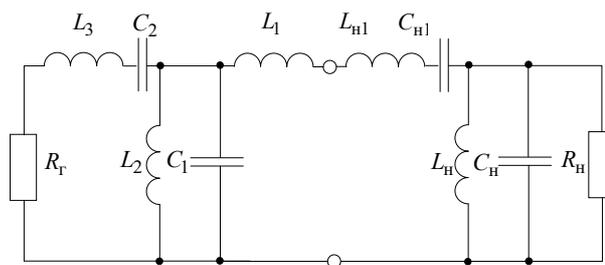


Рис. 6. Схема СЦ с нагрузкой

Fig. 6. Matching circuit with the load

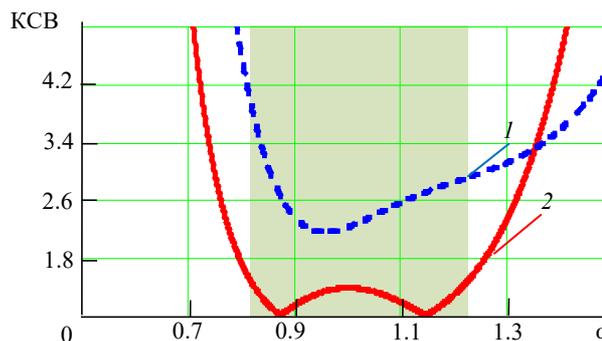


Рис. 7. Частотная характеристика передачи мощности

Fig. 7. Gain frequency response

добавление каждого нуля передачи нагрузки усложняет систему ограничений и тем самым снижает пределы согласования. Поэтому результат, приведенный в [3], не следует считать предельным. При всей фундаментальности и практической важности теория Фано не является системной в том смысле, о котором заявлял Юла, поскольку нет определенности в выборе величины λ_i . Системная теория Юлы также не решила этой проблемы [15]. По-видимому, полученный результат (ширина полосы 40%) отражает потенциальные возможности согласования, и получен он на основе системного обобщенного метода Дарлингтона. Стандартные ряды номиналов элементов не дадут возможности получить такой результат. Тем не менее полученные результаты могут использоваться в процессе оптимизации, которой нередко заканчивается синтез. Кроме того, возможности реализации заметно возрастают, когда элементы схемы "выращиваются" на кристалле микросхемы.

Заключение. Обобщенный метод Дарлингтона снова показал свою эффективность в решении задач широкополосного согласования. В сочетании с гибкими аппроксимациями метод оказался полезным для нагрузок с ярко вы-

раженными резонансными свойствами. Исследование моделей резонансных нагрузок позволило подойти к проблеме согласования патч-антенны. Полученный результат для коэффици-

ента стоячей волны антенны свидетельствует о том, что потенциальные оценки пределов согласования значительно выше достигнутых [3] и доступны только для аналитических методов.

Список литературы

1. Янцевич М. А., Филиппович Г. А. Методика синтеза широкополосных согласующих устройств с использованием ограниченно-плоских аппроксимирующих функций // Изв. Гомельского гос. ун-та им. Ф. Скорины. 2021. № 6 (129). С. 154–158.
2. Филиппович Г. А., Янцевич М. А. Гибкие аппроксимирующие функции для широкополосного согласования // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-6-15
3. An Approach for Calculating the Limiting Bandwidth–Reflection Coefficient Product for Microstrip Patch Antennas / A. Ghorbani, R. Abd-Alhameed, N. J. McEwan, D. Zhou // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. Vol. 54, № 4. P. 1328–1331. doi: 10.1109/TAP.2006.872641
4. Compact and wideband transmit opto-antenna for radio frequency over fiber / O. Caytan, L. Bogaert, H. Li, J. V. Kerrebrouck // Optics Express. 2019. Vol. 27, № 6. P. 8395–8413. doi: 10.1364/OE.27.008395
5. Sharma S., Tripathi C. C., Rishi R. Impedance matching techniques for microstrip patch antenna // Ind. J. of Science and Technology. 2017. Vol. 10, № 28. P. 1–16. doi: 10.17485/ijst/2017/v10i28/97642
6. Гайнутдинов Т. А., Гаранкина Н. И., Кочержевский В. Г. Добротность простых вибраторных антенн // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11, № 8. С. 18–26.
7. Guan C. E., Fujimoto T. Design of a wideband l-shape fed microstrip patch antenna backed by conductor plane for medical body area network // Electronics. 2020. Vol. 9, iss. 1. P. 1–15. doi: 10.3390/electronics9010021
8. Comparison of different feeding techniques for a patch antenna at an X frequency band to evaluate its quantitative impact on the antenna parameters / R. Shafique, K. Kanwar, F. Hussain, R. Morales-Menendez, M. K. Siddiqui // J. of Applied Research and Technology. 2020. Vol. 18. P. 341–361. doi: 10.13140/RG.2.2.28089.80489
9. Демшевский В. В., Богачёв И. А. Влияние способа возбуждения на характеристики микрополосковой патч-антенны X-диапазона // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2019. Т. 1. С. 146–150.
10. Балакирев И. Согласование чип-антенн на печатной плате // Беспроводные технологии. 2020. Вып. 11. С. 21–22.
11. A capacitive fed microstrip patch antenna with air gap for wideband applications / M. M. Fakharian, P. Rezaei, A. Azadi, M. Dadras // Intern. J. of Engineering. 2014. Vol. 27, № 5. P. 715–722. doi: 10.5829/idosi.ije.2014.27.05b.06
12. Wang Z., Fang S., Fu S. Wideband dual-layer patch antenna fed by a modified l-strip // J. of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. 2010. Vol. 9, № 2. P. 89–99. doi: 10.1590/S2179-10742010000200003
13. Nacsimento D. C., da S. Lacava J. C. Probe-fed linearly-polarized electrically equivalent microstrip antennas on FR4 substrates // J. of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. 2014. Vol. 13, № 1. P. 55–66. doi: 10.1590/S2179-10742014000100005
14. Bashri M. S. R., Ibrahimy M., Motakabber S. A planar wideband inductively coupled feed patch antenna for UHF RFID tag // IEEE intern. conf. on FRID-technologies and applications. 2013. Johor Bahru, Malaysia, 04–05 Sept. 2013. IEEE, 2013. doi: 10.1109/RFID-TA.2013.6694504
15. Филиппович Г. А. Широкополосное согласование сопротивлений. Минск: Военная академия РБ, 2004. 176 с.

Информация об авторах

Филиппович Геннадий Александрович – кандидат технических наук (1977), доцент (1980), профессор кафедры автоматизирующей радиолокации и приёмно-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника.

Адрес: Военная академия Республики Беларусь, пр. Независимости, д. 220, Минск, 220057, Республика Беларусь

E-mail: gfilippovich@yandex.ru

Янцевич Михаил Александрович – старший инженер учебной лаборатории кафедры автоматизирующей радиолокации и приёмно-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь. Автор 30 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника.

Адрес: Военная академия Республики Беларусь, пр. Независимости, д. 220, Минск, 220057, Республика Беларусь

E-mail: yantsevich1052500@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6620-6042>

References

1. Yantsevich M. A., Filippovich G. A. Technique for the Synthesis of Broadband Matching Devices Using Bounded-Flat Approximating Functions. Proc. of Francisk Scorina Gomel State University. 2021, vol. 6 (129), pp. 154–158. (In Russ.)
2. Filippovich G. A., Yantsevich M. A. Flexible Approximation Functions for Broadband Matching. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-6-15 (In Russ.)
3. Ghorbani A., Abd-Alhameed R., McEwan N. J., Zhou D. An Approach for Calculating the Limiting Bandwidth–Reflection Coefficient Product for Microstrip Patch Antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006, vol. 54, no. 4, pp. 1328–1331. doi: 10.1109/TAP.2006.872641
4. Caytan O., Bogaert L., Li H., Kerrebrouck J. V. Compact and Wideband Transmit Opto-Antenna for Radio Frequency Over Fiber. Optics Express. 2019, vol. 27, no. 6, pp. 8395–8413. doi: 10.1364/OE.27.008395
5. Sharma S., Tripathi C. C., Rishi R. Impedance Matching Techniques for Microstrip Patch Antenna. Ind. J. of Science and Technology. 2017, vol. 10, no. 28, pp. 1–16. doi: 10.17485/ijst/2017/v10i28/97642
6. Gainutdinov T. A., Garankina N. I., Kocherzhevskii V. G. The Radiation Quality Factor of Simple Vibrator Antennas. T-Comm. 2017, vol. 11, no. 8, pp. 18–26. (In Russ.)
7. Guan C. E., Fujimoto T. Design of a Wideband L-Shape Fed Microstrip Patch Antenna Backed by Conductor Plane for Medical Body Area Network. Electronics. 2020, vol. 9, iss. 1, pp. 1–15. doi: 10.3390/electronics9010021
8. Shafique R., Kanwar K., Hussain F., Morales-Menendez R., Siddiqui M. K. Comparison of Different Feeding Techniques for a Patch Antenna at an X Frequency Band to Evaluate Its Quantitative Impact on the Antenna Parameters. J. of Applied Research and Technology. 2020, vol. 18, pp. 341–361. doi: 10.13140/RG.2.2.28089.80489
9. Demshevskii V. V., Bogachev I. A. The Effect of the Excitation Method on the Characteristics of the X-Band Microstrip Patch Antenna. Microwave Electronics and Microelectronics. 2019, vol. 1, pp. 146–150. (In Russ.)
10. Balakirev I. Matching Chip Antennas on a Printed Circuit Board. Wireless Technologies. 2020, vol. 11, pp. 21–22. (In Russ.)
11. Fakharian M. M., Rezaei P., Azadi A., Dadras M. A Capacitive Fed Microstrip Patch Antenna with Air Gap for Wideband Applications. Intern. J. of Engineering. 2014, vol. 27, no. 5, pp. 715–722. doi: 10.5829/idosi.ije.2014.27.05b.06
12. Wang Z., Fang S., Fu S. Wideband Dual-Layer Patch Antenna Fed by a Modified L-Strip. J. of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. 2010, vol. 9, no. 2, pp. 89–99. doi: 10.1590/S2179-10742010000200003
13. Nacsimento D. C., da S. Lacava J. C. Probe-Fed Linearly-Polarized Electrically Equivalent Microstrip Antennas on FR4 Substrates. J. of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications. 2014, vol. 13, no. 1, pp. 55–66. doi: 10.1590/S2179-10742014000100005
14. Bashri M. S. R., Ibrahimy M., Motakabber S. A Planar Wideband Inductively Coupled Feed Patch Antenna for UHF RFID Tag. IEEE Intern. Conf. on FRID-Technologies and Applications. Johor Bahru, Malaysia, 04–05 Sept. 2013. IEEE, 2013. doi: 10.1109/RFID-TA.2013.6694504
15. Filippovich G. A. *Shirokopolosnoe soglasovanie soprotivlenii* [Broadband Impedance Matching]. Minsk, *Voennaya akademiya RB*, 2004, 176 p. (In Russ.)

Information about the authors

Gennady A. Filippovich, Cand. Sci. (Eng.) (1977), Associate Professor (1980), Professor of the Department of Automation, Radar and Transceiver Devices of Military Academy of the Republic of Belarus. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: radio engineering.

Address: Military Academy of the Republic of Belarus, 220, Independence Ave., Minsk 220057, Republic of Belarus
E-mail: gfilippovich@yandex.ru

Mikhail A. Yantsevich, Senior Engineer of the Educational Laboratory of the Department of Automation, Radar and Transceiver Devices of Military Academy of the Republic of Belarus. The author of 30 scientific publications. Area of expertise: radio engineering.

Address: Military Academy of the Republic of Belarus, 220, Independence Ave., Minsk 220057, Republic of Belarus
E-mail: yantsevich1052500@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0001-6620-6042>

Parameter Justification of a Signal Recognition Algorithm Based on Detection at Two Intermediate Frequencies

Tran Huu Nghi ¹✉, Aleksey S. Podstrigaev ¹, Nguyen Trong Nhan ², Danil A. Ikonenکو ¹

¹ Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

² Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

✉ huunghiht@gmail.com

Abstract

Introduction. The signal recognition task for the purposes of RF spectrum management can be solved using a signal recognition algorithm with detection at two intermediate frequencies. This algorithm is based on time–frequency analysis using fast Fourier transform (FFT) and signal envelope processing. Due to the relative simplicity of transformations, this algorithm is implemented on commercially available field programmable gate arrays and allows processing received signals in near real-time. However, the justification of the algorithm parameters providing effective signal recognition by the criterion of minimizing the signal-to-noise ratio (SNR) has not performed so far.

Aim. Justification of parameters of the developed signal recognition algorithm, providing the minimum required SNR at the algorithm input.

Materials and methods. The efficiency of the developed algorithm was estimated by computer simulation in the MATLAB environment.

Results. The influence of the parameters of functional blocks and received signals on the efficiency of the developed algorithm was investigated. For chirp, simple pulse, binary, and quadrature phase shift keying signals, the following parameters are recommended: a pulse duration of 5...20 μs ; a chirp rate of 0.8...24 MHz/ μs ; a code duration of 0.5...1 μs . For these signal parameters, the parameters of the algorithm ensuring its efficiency according to the given criterion are as follows: the number of FFT points equals 1024; the Hamming weight window; bandwidths of bandpass filters are 4 MHz; signal envelope amplitude averaging coefficient equals 0.15...0.25.

Conclusion. The algorithm with the scientifically valid parameters can be used for recognition of signals at the input minimum SNR for the given types and parameters of signals.

Keywords: time-frequency analysis, fast Fourier transform, weight window, signal envelope, bandpass filter

For citation: Tran Huu Nghi, Podstrigaev A. S., Nguyen Trong Nhan, Ikonenکو D. A. Parameter Justification of a Signal Recognition Algorithm Based on Detection at Two Intermediate Frequencies. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 5, pp. 40–49. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-40-49

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

Submitted 07.09.2023; accepted 09.10.2023; published online 29.11.2023

Introduction. RF spectrum management is used to control the radio-electronic situation and regulate the use of radio frequencies [1, 2]. Modern radio sources make use of different types of signals. Therefore, recognizing the signal modulation type is a critical task for RF spectrum management [3–5]. This task can be solved by various algorithms using spectral analysis based on fast Fourier transform (FFT) [6–13], wavelet transform [14, 15], high-order cumulants [16, 17], cyclostationary spectral analysis [18, 19], time-frequency distribution [20, 21], and convolutional neural networks [22, 23].

The advantage of algorithms using FFT-based spectrum analysis [6–13] over other algorithms [14–23] consists in their simplicity in terms of technical implementation [24, 25]. Currently, various approaches are employed to implement a high-speed FFT block on commercially available field programmable gate arrays [26, 27]. A review of such algorithms [6–13] found the algorithm [12, 13] to have an advantage over the algorithms [6, 7] in terms of the number of signal types and the algorithms [8–11] to be beneficial in terms of the signal-to-noise ratio (SNR) values required to recognize phase shift keying signals.

A comparison of the probability of correct recognition of down-chirp, up-chirp, simple pulse (SP), binary (BPSK), and quadrature phase shift keying (QPSK) signals depending on the SNR for the developed algorithm was carried out in [12, 13]. However, the justification of the algorithm parameters providing efficient signal recognition has not been performed. Further, we assume that the efficiency can be estimated by the criterion

of minimizing the SNR required to recognize each of the specified signals.

Given the above, this work aims to justify the parameters of the developed signal recognition algorithm [12, 13], which ensure the minimum required SNR at the algorithm input.

Description of the developed algorithm. The algorithm is briefly described by a structural diagram (Fig. 1), which includes the following functional blocks: signal partitioning block SPB; weight window block WWB; FFT block; carrier frequency determination block CFDB; frequency analysis block FAB; generator G; delay line DL; frequency converter FC; frequency doubling block FDB; bandpass filters BPF1 and BPF2; envelope detectors ED1 and ED2; decision-making block DMB. The ranges of the input signal frequencies, intermediate frequencies and double intermediate frequencies are denoted by Δf_{in} , Δf_{IF1} , and Δf_{IF2} , respectively.

When recognizing signals, a linear least-square approximation of the average carrier frequency values (ACFVs) of the signal falling into the processing windows in FAB is carried out. The signal envelopes at intermediate and double intermediate frequencies in the ED1 and the ED2 are also processed. The ACFV of the signal in the processing window f_i can be calculated as follows:

$$f_i = \sum_{m=1}^M f_m / M, \quad (1)$$

where f_m are frequencies in the processing window, at which the signal spectrum value is above the given detection threshold and above half of the

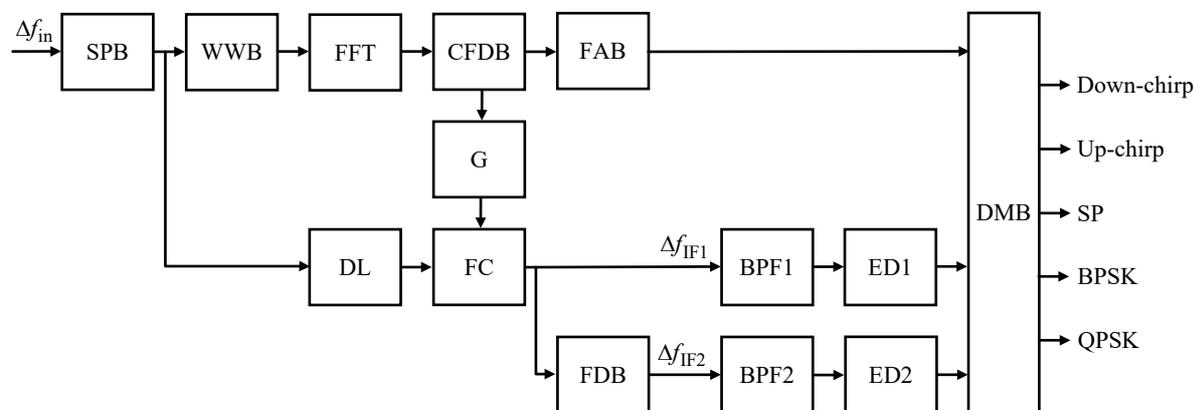


Fig. 1. Structural diagram of the signal recognition algorithm with detection at two intermediate frequencies

spectrum maximum and M is the number of these frequencies. Signal recognition is performed after detecting the signal and calculating the ACFV in the CFDB in at least two processing windows. To recognize signals of different types, the following parameters are used: the slope coefficient of the approximated straight line a , its variance σ^2 , signal envelope dips at intermediate $K1$ and double intermediate frequencies $K2$.

For chirp signals, the modulus of the coefficient a characterizes the chirp rate, and its sign – the direction of chirp rate (Fig. 2, a, b). For down-chirp and up-chirp signals, the coefficient a takes a negative and positive value, respectively.

For an SP signal, the coefficient a takes a zero value, since the spectrums of the signal falling into the processing windows have the same shape (Fig. 2, c). In addition, when receiving an SP signal, the envelope at the intermediate frequency at the ED1 output has no dips (Fig. 3, a).

For BPSK and QPSK signals, the coefficient a takes a value close to zero, since the spectrum shape of these signals falling into the processing windows depends on the phase shift value, code du-

ration, and processing window length (Fig. 2, d, e). The signal envelope at the intermediate frequency at the ED1 output has dips for both types of signals (Fig. 3, b, d). After frequency doubling, the BPSK signal envelope at the ED2 output has a smooth shape, and there are dips for the QPSK signal (Fig. 3, c, e).

The threshold values of signal envelope dip detection at two intermediate frequencies at the ED1 and ED2 outputs are set as

$$U_{\text{thr}} = k_{\text{av}} U_{\text{av}}, \quad (2)$$

where k_{av} is the signal envelope amplitude averaging coefficient, and U_{av} is the signal average envelope amplitude value.

The principle of the algorithm operation is described in greater detail in [12, 13].

Experimental methodology. To minimize the required SNR at the algorithm input, we used MATLAB to investigate the following algorithm parameters and their influence:

- the number of FFT points N_{FFT} on selecting threshold values of the slope coefficient and variance;

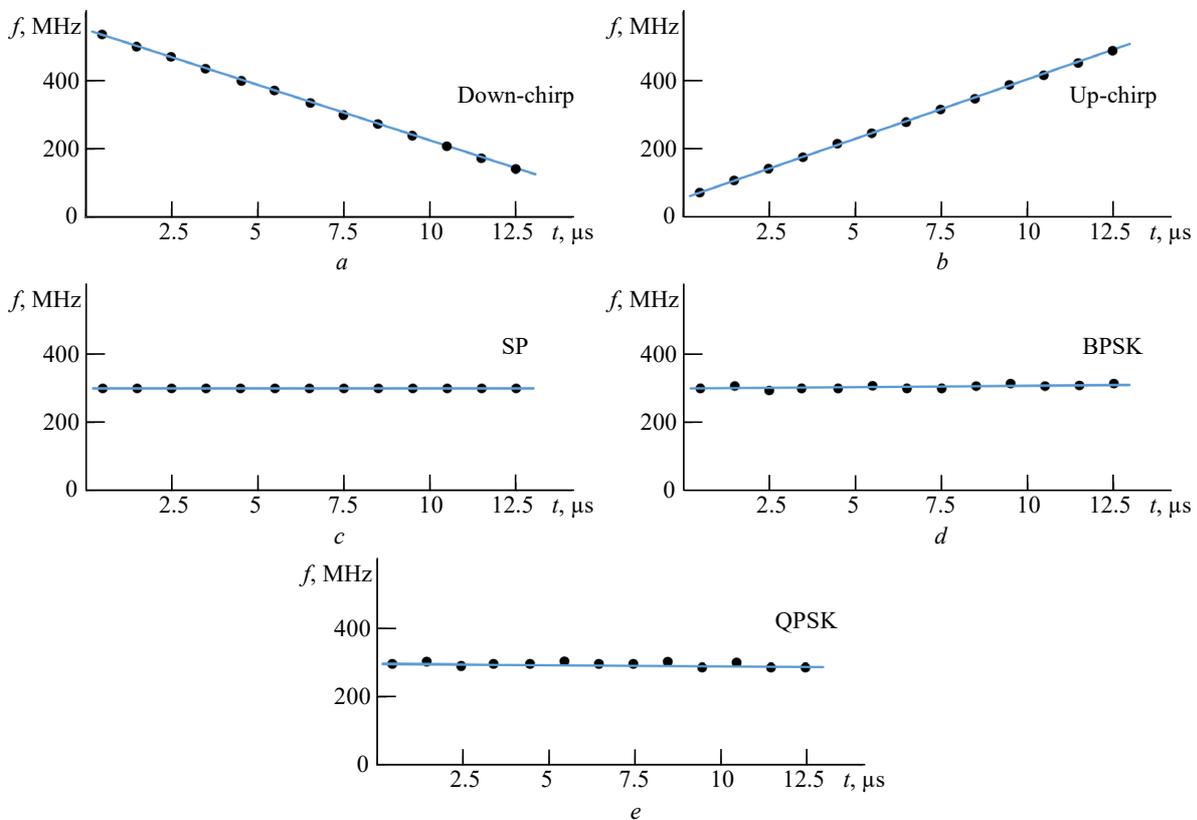


Fig. 2. Linear approximation of the average carrier frequency values of the signal falling into the processing windows

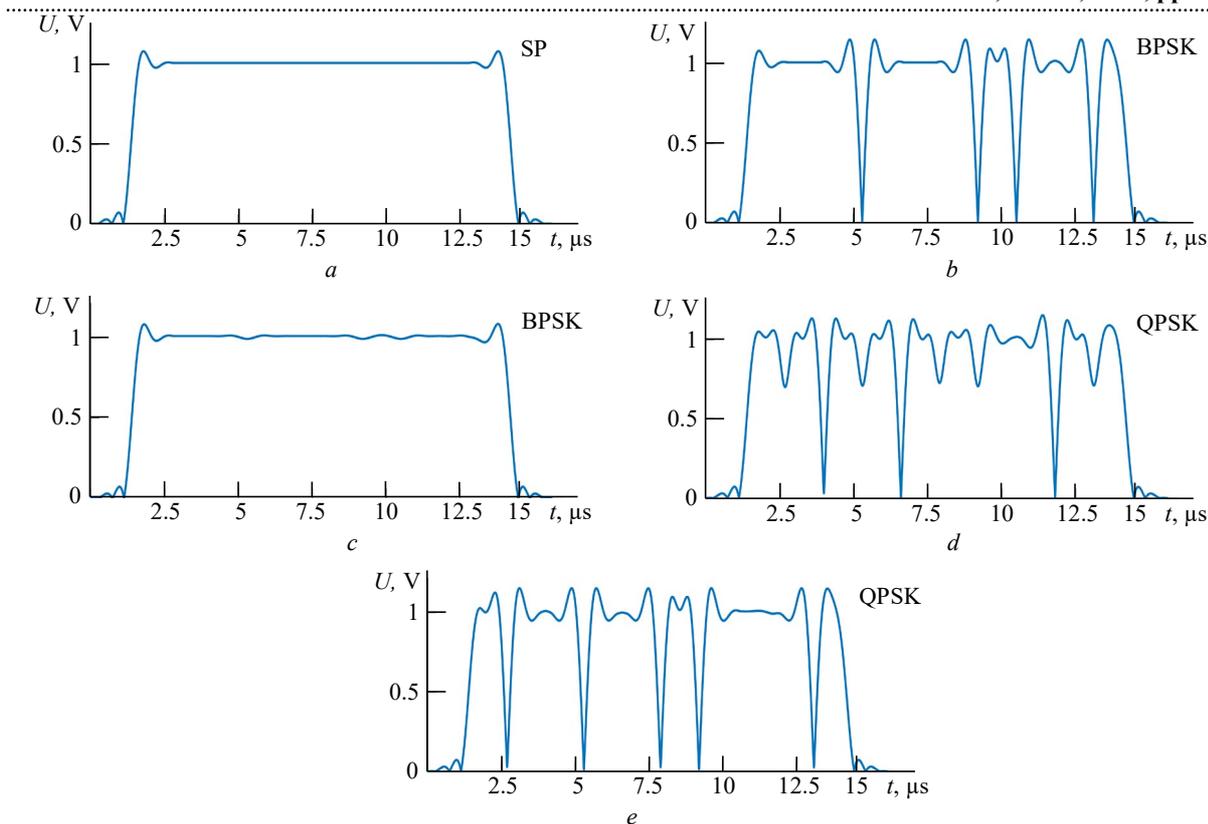


Fig. 3. Signal envelopes at intermediate (left) and double intermediate frequencies (right)

– the number of FFT points N_{FFT} and weight window type on the dependencies of the probability of correct recognition of down-chirp, up-chirp, SP, BPSK, and QPSK signals on the SNR;

– threshold values of signal envelope dip detection U_{thr} and bandwidths of bandpass filters used in the algorithm Δf_{BPF1} and Δf_{BPF2} on the dependencies of the probability of correct recognition of SP, BPSK, and QPSK signals on the SNR.

In estimating the above influence, the minimum SNR value q_{thr} ensuring the probability of correct recognition not less than 0.9 is used.

Selection of parameter variation ranges for input signals and the algorithm. We performed a statistical simulation of constructing the linear approximation of the signal falling ACFVs into the processing windows to estimate the influence of N_{FFT} on the selecting threshold values of the slope coefficient and variance. Since the probabilities of correct recognition of down-chirp and up-chirp signals do not differ significantly, only up-chirp signal is investigated as a chirp signal in [12].

The input signal is a mixture of a signal and additive white Gaussian noise (AWGN) with the

zero mean value and unit standard deviation. It is assumed that the pulse duration exceeds the length of the longest processing window by more than a factor of 2. We set the following initial data.

Parameters of the useful signals: pulse duration of chirp and SP signals – from 5 to 20 μs in increments of 0.05 μs ; code duration of BPSK and QPSK signals – from 0.5 to 1 μs in increments of 0.1 μs ; carrier frequency of SP, BPSK, and QPSK signals – from 10 to 490 MHz in increments of 10 MHz (the product of the code duration of BPSK, QPSK signals and their carrier frequency have to be an integer number of waves); amplitude – random from 0 to 5; initial frequency value of chirp signals – 10 MHz; deviation of chirp signals – from 4 to 480 MHz; chirp rate $\gamma = 0.8 \dots 24 \text{ MHz}/\mu\text{s}$ in increments of 0.05 $\text{MHz}/\mu\text{s}$; initial phase of signals – random; number of codes of BPSK and QPSK signals – 20; phase shift law of BPSK and QPSK signals – random.

Fixed parameters of the developed algorithm: sampling rate – 1 GHz; frequency range of the input signal $\Delta f_{\text{in}} = (0 \dots 500) \text{ MHz}$; number of processing windows – 10; intermediate frequency range $\Delta f_{\text{IF1}} = 50 \pm \Delta f_c \text{ MHz}$, where Δf_c –

FFT-based carrier frequency determination error; double intermediate frequency range $\Delta f_{IF2} = 2(50 \pm \Delta f_c)$ MHz. The threshold value of signal detection against the AWGN background in the processing windows is set based on the probability of false alarm 10^{-7} [28].

Optimizable parameters of the developed algorithm: number of FFT points in processing window $N_{FFT} = 512; 1024; 2048$; weight window types – rectangular, Hamming, Blackman; signal envelope amplitude averaging coefficient $k_{av} = 0.05 \dots 0.45$; bandwidth of bandpass filters BPF1 and BPF2 $\Delta f_{BPF1} = \Delta f_{BPF2} = 2; 4; 6$ MHz.

Linear approximation of the ACFVs is performed after detecting the signal on the AWGN background in at least two processing windows. The simulation result for 10^4 measurements is presented in Tab. 1. The threshold values of slope coefficient and variance are selected to ensure that the values of the distribution function of the slope coefficient and its variance be not less than 0.99.

Tab. 1 allows us to draw the following conclusions:

1. For chirp signals, the value σ^2 increases as N_{FFT} increases at the fixed sampling rate. This is because an increase in the processing window length leads to a broadening of the chirp signal spectrum width. As a result, the error of linear approximation of the ACFVs increases. The slope coefficient a characterizes the chirp rate; therefore, the value a is constant for a different number of FFT points.

2. For SP, BPSK, and QPSK signals, the values $|a|$ and σ^2 decrease as N_{FFT} increases at the fixed sampling rate. This is because an increase in the processing window length leads to an increase in frequency resolution. As a result, the accuracy of determining the signal falling ACFVs into the processing windows increases.

Influence of the parameters of functional blocks and received signals on the algorithm efficiency

Influence of the number of FFT points. To estimate the influence of the number of FFT points on the probabilities of correct recognition of chirp, SP, BPSK, and QPSK signals, depending on the SNR, $N_{FFT} = 512; 1024; 2048$ are selected. The required SNR at the algorithm input is generated by changing the corresponding value of the signal amplitude. BPSK and QPSK signals have 20 codes with phase shift laws $[0 \pi \pi 0 0 0 \pi \pi 0 \pi \pi 0 0 \pi \pi 0 \pi 0 \pi]$ and $[0 \pi \frac{3\pi}{2} \frac{3\pi}{2} 0 \frac{3\pi}{2} \frac{\pi}{2} 0 0 \frac{\pi}{2} \pi \frac{3\pi}{2} 0 \pi 0 \pi 0 \frac{3\pi}{2} \pi \frac{\pi}{2}]$, respectively. The threshold values of signal envelope dip detection at two intermediate frequencies are set by formula (2) based on the coefficient $k_{av} = 0.2$.

The simulation result for 10^3 measurements with randomly selected signal parameters from the above ranges is shown in Fig. 4.

The following conclusions can be drawn based on the analysis of the results obtained:

1. For chirp signals, increasing N_{FFT} requires a higher value q_{thr} . This is due to the increase in the spectrum width of the processed chirp signals in the

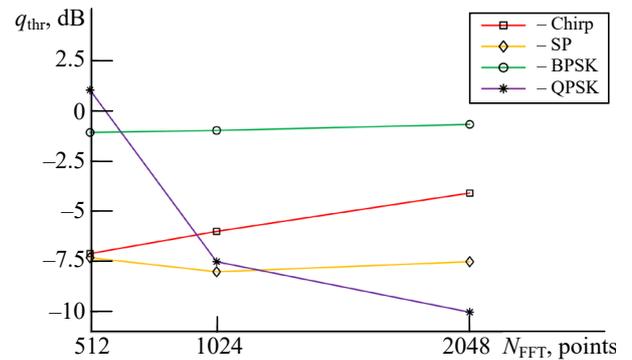


Fig. 4. Dependencies of the minimum SNR value providing the probability of correct recognition not less than 0.9 on the number of FFT points

Tab. 1. Threshold values of slope coefficient and variance for a different number of FFT points

| Signal type | Threshold values | | | | | |
|-------------|------------------|---------------------|------------------|----------------------|------------------|---------------------|
| | $N_{FFT} = 512$ | | $N_{FFT} = 1024$ | | $N_{FFT} = 2048$ | |
| Chirp | $a > 0.75$ | $\sigma^2 \leq 1.0$ | $a > 0.75$ | $\sigma^2 \leq 1.75$ | $a > 0.75$ | $\sigma^2 \leq 3.0$ |
| SP | $ a \leq 0.3$ | $\sigma^2 \leq 0.5$ | $ a \leq 0.15$ | $\sigma^2 \leq 0.15$ | $ a \leq 0.1$ | $\sigma^2 \leq 0.1$ |
| BPSK | $ a \leq 0.45$ | $\sigma^2 \leq 0.9$ | $ a \leq 0.25$ | $\sigma^2 \leq 0.3$ | $ a \leq 0.15$ | $\sigma^2 \leq 0.2$ |
| QPSK | $ a \leq 0.45$ | $\sigma^2 \leq 0.9$ | $ a \leq 0.25$ | $\sigma^2 \leq 0.3$ | $ a \leq 0.15$ | $\sigma^2 \leq 0.2$ |

processing window. For this reason, the error of determining the ACFV calculated by formula (1) at low SNR increases. As a result, to ensure the same accuracy in determining the ACFV when recognizing chirp signals, a higher SNR value is required.

2. For an SP signal, the value $N_{\text{FFT}} = 1024$ requires the lowest value q_{thr} . This is due to the contradiction between frequency resolution and duration of the processed signal at the fixed number of processing windows. Increasing the frequency resolution allows a more accurate determination of the average signal carrier frequency value. However, the probability of false signal envelope dip detection at the intermediate frequency under the influence of noise increases due to an increase in the duration of the processed signal. Thus, value $N_{\text{FFT}} = 1024$ represents a compromise between the considered contradiction for the SP signal.

3. For an BPSK signal, increasing N_{FFT} requires a higher value q_{thr} . This is due to the fact that the number of processing windows is fixed, and increasing N_{FFT} leads to a longer duration of the processed signal. As a result, the probability of false signal envelope dip detection at double intermediate frequency due to noise is increased.

4. For a QPSK signal, increasing N_{FFT} requires a lower value q_{thr} . This is due to the fact that, along with an increase in the processing window length, the energy of the signal falling into the processing window increases, and the signal is detected at a lower SNR. Therefore, signal envelope dips can be formed not only in phase shifts but also elsewhere due to the noise.

Thus, as N_{FFT} decreases, the value q_{thr} for recognizing the QPSK signal increases significantly (when N_{FFT} decreases from 2048 to 512 by about 11 dB). As N_{FFT} increases, the value q_{thr} increases for chirp signal recognition, while being not significantly different for SP and BPSK signals. Therefore, the value $N_{\text{FFT}} = 1024$ for the considered parameters of the signals and the algorithm is optimal in terms of the SNR value required to recognize each signal.

Influence of the weight window type. To estimate the influence of the weight window type on the probabilities of correct recognition of chirp,

Tab. 2. Dependencies of minimum SNR value providing the probability of correct recognition not less than 0.9 on the weight window types

| Signal type | q_{thr} , dB | | |
|-------------|-----------------------|---------|----------|
| | Rectangular | Hamming | Blackman |
| Chirp | -2.2 | -6.0 | -6.7 |
| SP | -8.0 | -8.0 | -8.0 |
| BPSK | -1.0 | -1.0 | -1.0 |
| QPSK | -7.8 | -7.5 | -6.6 |

SP, BPSK, and QPSK signals depending on the SNR, the input signal is weighted at $N_{\text{FFT}} = 1024$ by the following windows: rectangular, Hamming, and Blackman. The simulation result for 10^3 measurements with randomly selected signal parameters from the above ranges is presented in Tab. 2.

Following the analysis of the results obtained, the following conclusions can be drawn:

1. Compared to the rectangular and Hamming windows, the Blackman window allows recognition of chirp signals at a lower SNR. One can explain this by the decrease in amplitude at the beginning and end of the weight window, which reduces the spectrum width of the chirp signal falling into the processing window. As a result, the ACFVs under the influence of noise at low SNR are determined more accurately.

2. When weighting by rectangular, Hamming, and Blackman windows, the required SNR values for recognizing SP and BPSK signals differ insignificantly. This is because SP signal weighting by Hamming and Blackman windows changes only the main lobe width without shifting the spectrum central frequency. For a BPSK signal, a phase shift π between the codes leads to summation or subtraction of their spectrums. Therefore, the weight window does not significantly affect the accuracy of determining the ACFV.

3. Compared to the rectangular window, Hamming and Blackman window weighting requires a higher SNR value to recognize the QPSK signal. This is because the decrease in amplitude at the beginning and end of the weight window at phase shifts on π and $\pi/2$ leads to a decrease in the accuracy of determining the ACFV.

Thus, when processing a chirp signal, the Hamming window requires a significantly lower SNR than the rectangular window. When processing a QPSK signal, this window requires a lower SNR

compared to the Blackman window. In other cases, the Hamming window is comparable to other windows. Therefore, it is reasonable to apply the Hamming window for the developed algorithm.

Influence of threshold values of signal envelope dip detection. To estimate the influence of threshold values of signal envelope dip detection at two intermediate frequencies determined by (2) on the probabilities of correct recognition of SP, BPSK, and QPSK signals depending on the SNR, $k_{av} = 0.05 \dots 0.45$ in increments of 0.05 at $N_{FFT} = 1024$ is selected. At $k_{av} < 0.05$, the value q_{thr} for PSK signals reaches unacceptably high values. At $k_{av} > 0.45$, there is a high probability of QPSK signal envelope dip detection at two intermediate frequencies under the influence of noise. At the SNR value of 10 dB and $k_{av} = 0.5$, the probabilities of correct and false detection of signal envelope dips at the intermediate frequency are 1 and $3 \cdot 10^{-4}$, respectively, equaling 1 and 0.1406 at the double intermediate frequency. The simulation result for 10^3 measurements with randomly selected signal parameters from the above ranges is shown in Fig. 5.

From the analysis of the obtained results, we can draw the following conclusions:

1. For an SP signal, an increase in the k_{av} coefficient leads to an increase in the q_{thr} value. The reason is that an increase in the coefficient k_{av} leads to a higher probability of signal envelope dip detection at the intermediate frequency due to the influence of noise.

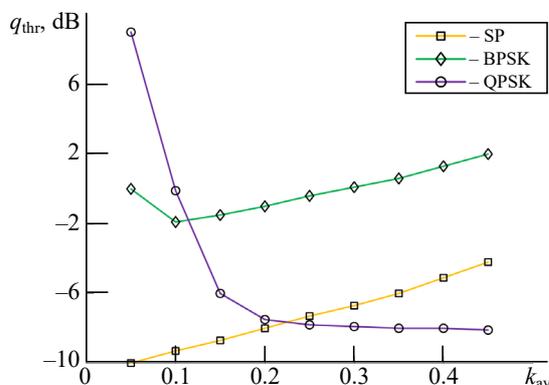


Fig. 5. Dependencies of the minimum SNR value providing the probability of correct recognition not less than 0.9 on the signal envelope amplitude averaging coefficient

2. For a BPSK signal, the coefficient $k_{av} = 0.1$ requires the lowest q_{thr} . When the k_{av} coefficient increases from 0.05 to 0.1, the value q_{thr} decreases and increases at $k_{av} > 0.1$. This is explained by the fact that the presence of envelope dips at an intermediate frequency and the absence of envelope dips at the double intermediate frequency are used to recognize a BPSK signal. As a result, an increase in the k_{av} coefficient from 0.1 to 0.45 increases the probability of signal envelope dip detection at both intermediate and double intermediate frequencies.

3. For a QPSK signal, the q_{thr} value decreases along with an increase in the k_{av} coefficient. This is due to the fact that an increase in the k_{av} coefficient increases the probability of signal envelope dip detection at the two intermediate frequencies. It can also be observed from the graph that at $k_{av} > 0.25$, the value q_{thr} takes a value approximating -8.0 dB. This is because the envelopes are distorted due to the effects of noise at low SNR values. As a result, signal envelope dips can be formed not only in phase alternations but also elsewhere due to noise.

Thus, to provide a compromise between the values of recognition sensitivity of all three signal types, it is reasonable to select the coefficient $k_{av} = 0.15 \dots 0.25$.

Influence of bandwidths of bandpass filters used in the algorithm. To estimate the influence of bandwidths of bandpass filters used in the algorithm on the probabilities of correct recognition of SP, BPSK, and QPSK signals P_{CR} depending on the SNR, $\Delta f_{BPF1} = \Delta f_{BPF2} = 2; 4; 6$ MHz at $N_{FFT} = 1024$ are selected. The following parameters of initial signals are set: duration of SP signal – 5 μ s; code duration of BPSK and QPSK signals – 0.5 μ s; phase shift law of BPSK and QPSK signals – 13-bit Barker’s code and 16-bit Frank’s code, respectively. The threshold values of signal envelope dip detection at two intermediate frequencies are set by formula (2) based on the coefficient $k_{av} = 0.2$. We randomly selected the remaining parameters from the ranges given above. The simulation results (10^3 measurements for each SNR value) are presented in Figs. 6–8.

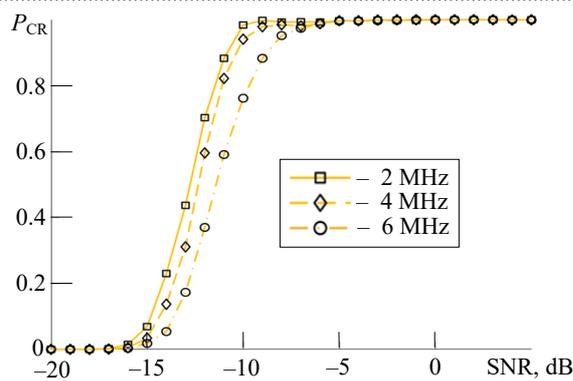


Fig. 6. Dependencies of the probability of correct recognition of SP signal on the SNR for different bandwidths of BPF1 and BPF2

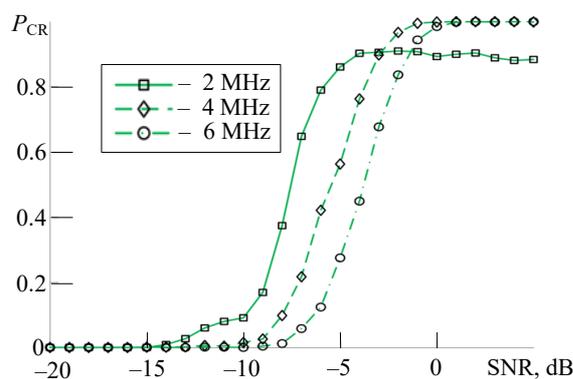


Fig. 7. Dependencies of the of the probability of correct recognition of BPSK signal on the SNR for different bandwidths of BPF1 and BPF2

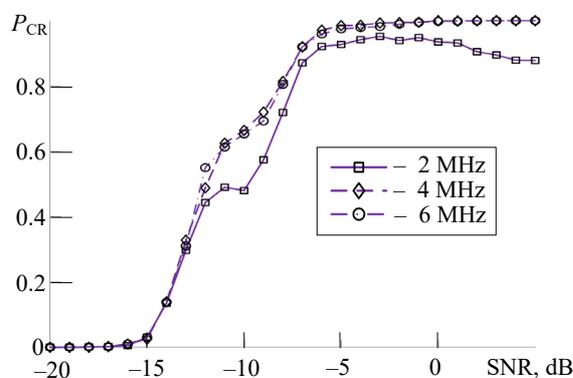


Fig. 8. Dependencies of the of the probability of correct recognition of QPSK signal on the SNR for different bandwidths of BPF1 and BPF2

From the analysis of the obtained results, we can draw the following conclusions:

1. For all signal types, the q_{thr} value increases with increasing filter bandwidths Δf_{BPF1} and

Δf_{BPF2} . The reason is that an increase in the BPF1 and BPF2 bandwidths increases noise at the ED1 and ED2 outputs. Therefore, a higher SNR value is required to obtain acceptable signal envelopes at the detector outputs.

2. At filter bandwidths Δf_{BPF1} and Δf_{BPF2} equal to the spectrum width of BPSK and QPSK signals (2 MHz), the probability of correct recognition does not reach unity even at an SNR value of 5 dB. This is because the FFT-based carrier frequency determination error leads to a shift in the intermediate frequency of the signals after the frequency converter from the central frequency of BPF1. In addition, doubling the frequency results in a doubling of the specified error at the double intermediate frequency. Therefore, the filters do not allow enough frequency components to pass through, which creates envelope dips at the intermediate and double intermediate frequencies. Accordingly, the signal envelope shape is distorted.

Thus, at the given parameters of the investigated signals for $P_{CR} \geq 0.9$, the bandwidths of BPF1 and BPF2 in the developed algorithm should be not less than the sum of the double FFT frequency resolution and the maximum spectrum width of the recognized signals. In this case, the FFT frequency resolution is 0.98 MHz, the spectrum width of SP, BPSK, and QPSK signals are 0.2, 2 and 2 MHz, respectively. Hence, it is reasonable to select $\Delta f_{BPF1} = \Delta f_{BPF2} = 4$ MHz.

Conclusion. For the developed algorithm to recognize down-chirp, up-chirp, SP, BPSK, and QPSK signals, the influence of the algorithm parameters on the input SNR value required to provide the probability of correct signal recognition $P_{CR} \geq 0.9$ was investigated. As a result, we show that the required input SNR is minimal for all signals at the following parameters of the algorithm: number of FFT points $N_{FFT} = 1024$; weight window – Hamming; signal envelope amplitude averaging coefficient $k_{av} = 0.15 \dots 0.25$; bandwidths of bandpass filters $\Delta f_{BPF1} = \Delta f_{BPF2} = 4$ MHz.

Author's contribution

Tran Huu Nghi, computer modeling; processing of modelling results; paper editing; formulating conclusions.

Aleksey S. Podstrigaev, supervision of scientific work; setting tasks; paper editing; formulating conclusions.

Nguyen Trong Nhan, literature analysis; paper editing.

Danil A. Ikonenko, literature analysis; paper editing.

All authors participated in the discussion of the results and in the preparation of the paper.

References

1. Rembovsky A., Ashikhmin A., Kozmin V., Smolskiy S. Radio Monitoring: Problems, Methods and Equipment. Lecture notes in electrical engineering. Springer, 2009, 530 p. doi: 10.1007/978-0-387-98100-0
2. Kuptsov V., Badenko V., Ivanov S., Fedotov A. Method for Remote Determination of Object Coordinates in Space Based on Exact Analytical Solution of Hyperbolic Equations. Sensors. 2020, vol. 20, no. 19, p. 5472. doi: 10.3390/s20195472
3. Nguyen T. N., Podstrigaev A. S., Leonov I. E. Mathematical Model of Signal Modulation Type Recognizing Algorithm in the Autocorrelation Receiver for Radio Engineering Monitoring Means. Trudy MAI. 2020, no. 113, p. 11. doi: 10.34759/trd-2020-113-09 (In Russ.)
4. Dvornikov S. V., Sivers M. A., Dvornikov A. S., Dvornikov S. S. Signal Recognition Based on the Probabilistic Evaluation of the Dispersion of Their Sign Vectors. *Voprosy radioelektroniki, seriya Tekhnika televideniya* [Issues of Radio Electronics, a Series of Television Technology]. 2020, no. 3, pp. 81–90. (In Russ.)
5. Utkin V. V., Korotkov V. A., Voynov D. C. Wavelet Filtration Application While Radio Technical Monitoring. The Herald of the Siberian State University of Telecommunications and Information Science. 2018, no. 1(41), pp. 64–71. (In Russ.)
6. Nikitin N. S., Darovskikh S. N. Synthesis of the Algorithm Identification of Signals with Linear Frequency Modulation. Bulletin of the Ural Federal District. Security in the Sphere of Information. 2019, no. 3(33), pp. 12–19. doi: 10.14529/secur190302 (In Russ.)
7. Lihachev V. P., Veselkov A. A., Nguen Ch. N. *Ustroistvo dlya izmereniya kharakteristik sluchainykh protsessov* [Method for Determining the Types of Radar Signals in an Autocorrelation Receiver]. Pat. RF, 2019, no. 2683791. (In Russ.)
8. Kubankova A. Design and Analysis of New Digital Modulation Classification Method. WSEAS Transactions on Communications. 2009, vol. 8, no. 7, pp. 628–637.
9. Yang J., Wang X., Wu H. Modified Automatic Modulation Recognition Algorithm. 2009 5th Intern. Conf. on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Beijing, China, 24–26 Sept. 2009. IEEE, 2009, pp. 1–4. doi: 10.1109/WICOM.2009.5302483
10. Zavadsky A. L., Kazak P. A., Kadantsev S. M. Identification of the Modulation Type of Phase-Manipulated Signals Based on the Analysis of the Even Degree Spectrum Structure. Digital Signal Processing. 2019, no. 1, pp. 20–25. (in Russ.)
11. Kubankova A., Kubanek D. Digital Modulation Recognition Based on Feature, Spectrum and Phase Analysis and its Testing with Disturbed Signals. Recent Researches in Telecommunications, Informatics, Electronics and Signal Processing. 2011, pp. 162–166.
12. Tran H. N., Podstrigaev A., Trong N. N. A Signal Classification Algorithm with Detection at Two Intermediate Frequencies for RF Spectrum Monitoring. 2022 Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). St Petersburg, Russia, 20–21 Oct. 2022. IEEE, 2022, pp. 91–94. doi: 10.1109/EExPolytech56308.2022.9950890
13. Tran H. N., Podstrigaev A. S., Nguyen T. N. *Sposob klassifikacii signalov* [Signal Classification Method]. Pat. RF, no. 2789386, 2023. (In Russ.)
14. Prakasam P., Madheswaran M. Digital Modulation Identification Model Using Wavelet Transform and Statistical Parameters. J. of Computer Networks and Communications. 2008, vol. 2008, pp. 1–8. doi:10.1155/2008/175236
15. Dvornikov S. V., Saukov A. M. Signal Identification Method Based on Wavelet-Packets. *Nauchnoe Priborostroenie* [Scientific Instrumentation]. 2004, vol. 14, no. 1, pp. 85–93. (In Russ.)
16. Stogov A. A., Tereshonok M. V., Chirov D. S., Kuzmin G. V. Modulation Type Recognition Using High Order Cumulants. T-Comm. 2012, no. 1, pp. 56–58. (In Russ.)
17. Swami A., Sadler B. M. Hierarchical Digital Modulation Classification Using Cumulants. IEEE Transactions on Communications. 2000, vol. 48, no. 3, pp. 416–429. doi: 10.1109/26.837045
18. Dobre O. A., Rajan S., Inkol R. Joint Signal Detection and Classification Based on First-Order Cyclostationarity for Cognitive Radios. EURASIP J. on Advances in Signal Processing. 2009, vol. 2009, pp. 1–12. doi:10.1155/2009/656719
19. Chilukuri R. K., Kakarla H. K., Subbarao K. Estimation of Modulation Parameters of LPI Radar Using Cyclostationary Method. Sensing and Imaging. 2020, vol. 21, pp. 1–20. doi: 10.1007/s11220-020-00313-3
20. Milne P. R., Pace P. E. Wigner Distribution Detection and Analysis of FMCW and P-4 Polyphase LPI Waveforms. 2002 IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Orlando, USA, 13–17 May 2002. IEEE, 2002, vol. 4, pp. IV-3944–IV-3947. doi: 10.1109/ICASSP.2002.5745520
21. Liu Y., Xiao P., Wu H., Xiao W. LPI Radar Signal Detection Based on Radial Integration of Choi-Williams Time-Frequency Image. J. of Systems Engineering and Electronics. 2015, vol. 26, no. 5, pp. 973–981. doi: 10.1109/JSEE.2015.00106
22. Adzhemov S. S., Tereshonok M. V., Chirov D. S. Type Recognition Of The Digital Modulation of Radio Signals Using Neural Networks. Moscow University Physics Bulletin. 2015, no. 1, pp. 23–28. (In Russ.)
23. Kim N., Kehtarnavaz N., Yeary M. B., Thornton S. DSP-Based Hierarchical Neural Network Modulation Signal Classification. IEEE Transactions on

Neural Networks. 2003, vol. 14, no. 5, pp. 1065–1071. doi: 10.1109/TNN.2003.816037

24. Hazza A., Shoaib M., Alshebeili S. A., Fahad A. An Overview of Feature-Based Methods for Digital Modulation Classification. 2013 1st Intern. Conf. on Communications, Signal Processing, and Their Applications (ICCSPA). Sharjah, United Arab Emirates, 12–14 Febr. 2013. IEEE, 2013, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICCSPA.2013.6487244

25. Sejdíć E., Djurović I., Jiang J. Time–Frequency Feature Representation Using Energy Concentration: an Overview of Recent Advances. Digital Signal

Processing. 2009, vol. 19, no. 1, pp. 153–183. doi: 10.1016/j.dsp.2007.12.004

26. Huang B., Jia G., Zhu Z. Multi-Channel RF Signal Analysis Device Based on FPGA and DSP. Sixth Intern. Conf. on Intelligent Computing, Communication, and Devices (ICCD 2023). 2023, vol. 12703, pp. 437–443. doi: 10.1117/12.2682801

27. Ivanova N., Galanina N., Moiseev D. FFT Algorithm Realization Features on FPGA. Bulletin of the Chuvash University. 2018, no. 3, pp. 182–191. (In Russ.)

28. Tsui J. B. Y. Special Design Topics in Digital Wideband Receivers. Artech House, 2010, 440 p.

Information about the authors

Tran Huu Nghi, Specialist in "Radioelectronic Systems and Complexes", Postgraduate Student of the Department of Radio Electronic Means of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: RF spectrum management.

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

E-mail: huunghiht@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-9222-2502>

Aleksey S. Podstrigaev, Cand. Sci. (2016), Associate Professor of the Department of Radio Electronic Means of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 120 scientific publications. Area of expertise: design of complex radio systems; microwave devices; digital signal processing; wideband receivers.

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

E-mail: ap0d@ya.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4144-222X>

Nguyen Trong Nhan, Cand. Sci. (2023), scientific collaborator of Le Quy Don Technical University (Hanoi, Vietnam). The author of more than 25 scientific publications. Area of expertise: radio engineering and telecommunications.

Address: Le Quy Don Technical University, 236, Hoang Quoc Viet St., Bac Tu Liem, Hanoi, Vietnam

E-mail: 10th20th30th@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6626-893X>

Danil A. Ikonenko, Master's Student of the Department of Computer Science and Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. Area of expertise: radio engineering and telecommunications.

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

E-mail: dan-ikonenko@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0008-4157-3370>

Антенные системы с широкоугольным механоэлектрическим сканированием

А. В. Станковский[✉], С. В. Поленга, Е. А. Стригова, Ю. П. Саломатов

Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия

[✉] stankovskiy_a@mail.ru

Аннотация

Введение. В связи с активным развитием спутниковых сетей связи возникает потребность и в новых антеннах для наземных терминалов. Федеральная программа "Сфера" предполагает введение в эксплуатацию новых спутниковых группировок для связи и дистанционного зондирования Земли. Спутниковые группировки "Скиф" (предоставление широкополосного доступа в Интернет) и "Экспресс-РВ" (обеспечение Арктики интернетом и связью) не относятся к геостационарным и требуют постоянного слежения за спутником даже для стационарных терминалов. Отклоняющие структуры, работающие по принципу квазиоптического управления диаграммой направленности (ДН), позволяют разрабатывать сканирующие антенные системы (АС) для организации непрерывной спутниковой связи.

Цель работы. Исследование различных типов диэлектрических структур для отклонения ДН и сканирующих АС на их основе, а также выявление конфигурации с лучшими характеристиками по сравнению с идеальной структурой в виде диэлектрического клина.

Материалы и методы. Математическое моделирование, электродинамическое моделирование при помощи САПР методом конечных элементов и методом конечного интегрирования, а также экспериментальное исследование макета АС в безэховой камере методами измерения в дальней и ближней зонах антенны.

Результаты. Проведено электродинамическое моделирование трех типов отклоняющих диэлектрических структур – аналогов диэлектрического клина: структуры, набранной из диэлектриков с различными диэлектрическими проницаемостями; структуры из диэлектрических пластин треугольной формы; структуры из перфорированного диэлектрика, а также сканирующих АС на основе представленных конфигураций. Получены их расчетные ДН. Выявлена структура с лучшими характеристиками, на основе которой изготовлен макет для экспериментального подтверждения результатов электродинамического моделирования. Максимальный угол наклона ДН составил порядка 60° , снижение коэффициента направленного действия (КНД) относительно максимального значения составило 6 дБ, а для углов наклона до 55° деградация КНД не превысила 4 дБ, уровень боковых лепестков не превысил значения -12 дБ (расчетный) и -14 дБ (измеренный).

Заключение. Результаты исследований различных типов структур квазиоптического управления лучом ДН показывают возможность использования данных конфигураций при создании низкопрофильных АС с широкоугольным механоэлектрическим сканированием для организации спутниковой связи как для мобильных потребителей, так и для стационарных, с использованием средне- и низкоорбитальных космических аппаратов.

Ключевые слова: антенная система, механоэлектрическое сканирование, квазиоптическое управление

Для цитирования: Антенные системы с широкоугольным механоэлектрическим сканированием / А. В. Станковский, С. В. Поленга, Е. А. Стригова, Ю. П. Саломатов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 5. С. 50–62. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-50-62

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование выполнено в рамках государственного задания ФГАОУ ВО "Сибирский федеральный университет" (номер FSRZ-2023-0008).

Статья поступила в редакцию 11.07.2023; принята к публикации после рецензирования 12.09.2023; опубликована онлайн 29.11.2023

Antenna Systems with Wide-Angle Mechanoelectrical Beam Steering

Andrey V. Stankovsky✉, Stanislav V. Polenga, Yelena A. Strigova, Yury P. Salomatov

Siberian federal university, Krasnoyarsk, Russia

✉ stankovskiy_a@mail.ru

Abstract

Introduction. The active development of satellite communication networks determines the need for new antenna systems for ground terminals. The Sphere Federal program implies the commissioning of new satellite constellations for communication and remote sensing of the Earth. The Skif (providing broadband Internet access) and Express-RV (providing the Internet and communications for Arctic) satellite constellations are not geostationary, thus requiring constant satellite tracking even for stationary terminals. Deflecting structures operating on the principle of quasi-optical beam control make it possible to develop scanning antenna systems for organizing continuous satellite communications.

Aim. Investigation of various types of dielectric structures for radiation pattern deflection and scanning antenna systems on their basis, as well as identification of a configuration with improved characteristics compared to the ideal structure in the shape of a dielectric wedge.

Materials and methods. Mathematical modeling, electrodynamic modeling using CAD by the finite element method and the finite integration method, as well as an experimental study of an antenna system prototype in an anechoic chamber by measuring methods in the far-field and near-field of the antenna.

Results. Electrodynamic simulation was carried out for three types of dielectric structures, analogues of a dielectric wedge, including a structure assembled from various dielectrics of fixed sizes with different dielectric constants; a structure of triangular dielectric plates; and a perforated dielectric structure. In addition, scanning antenna systems based on the presented configurations were analyzed. Radiation patterns were obtained for all structural types for various rotation angles of the deflecting systems. The structure assembled from various dielectrics of fixed sizes with different dielectric constants was found to possess the most optimal characteristics. This structure was used to develop a model for experimental confirmation of the conducted electrodynamic simulation. The maximum tilt angle of the radiation pattern was about 60°, the decrease in the directivity relative to the maximum value was 6 dB; for tilt angles up to 55°, the directivity degradation did not exceed 4 dB, the level of the side lobes did not exceed –12 dB (calculated) and –14 dB (measured).

Conclusion. The results of studies into various types of structures for quasi-optical beam control of the radiation pattern show the possibility of using these configurations when creating low-profile antenna systems with wide-angle mechanoelectric scanning for organizing satellite communications for both mobile and stationary consumers using medium earth orbit spacecrafts.

Keywords: antenna system, mechanoelectrical beam steering, quasi-optical beam control

For citation: Stankovsky A. V., Polenga S. V., Strigova Ye. A., Salomatov Yu. P. Antenna Systems with Wide-Angle Mechanoelectrical Beam Steering. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 5, pp. 50–62. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-50-62

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

Acknowledgements. The study was carried out as part of the state task of the Siberian Federal University (number FSRZ-2023-0008).

Submitted 11.07.2023; accepted 12.09.2023; published online 29.11.2023

Введение. Активное развитие спутниковой связи, особенно с использованием средне- и низкоорбитальных космических аппаратов, приводит к тому, что возникает потребность в специальных антенных системах (АС), которые помогут обеспечить непрерывную работу систем спутниковой связи и передачу данных как для мобильных по-

ребителей, когда радиоустройства установлены на подвижном носителе (автомобиль, поезд, судно), так и для стационарных потребителей, с использованием сканирующих АС [1, 2]. Сканирование предполагает перемещение максимума диаграммы направленности (ДН) и может проводиться несколькими способами:

– механическим (перемещение всей антенны по угловым координатам);

– электрическим (изменение токов или напряжений в управляющих устройствах, приводящее к изменению амплитудно-фазового распределения (АФР) в раскрыве антенны);

– механоэлектрическим (механическое перемещение частей антенны с изменением АФР).

АС с механическим сканированием зачастую не отвечают требованиям к габаритам и скорости перемещения луча ДН. В то же время АС с электрическим типом сканирования, имеющие, как правило, малый профиль и высокое быстродействие, изготавливаются на основе специализированных микросхем зарубежного производства. Высокая стоимость таких компонентов приводит к невозможности создания на их основе антенн, доступных для массового потребителя. АС с механоэлектрическим типом сканирования – это альтернативные решения для создания низкопрофильных сканирующих антенн, представляющие наибольший интерес.

Одним из вариантов таких систем является антенна с механоэлектрическим сканированием на основе квазиоптического принципа управления лучом ДН [3–6]. Возможность изменения направления фазового фронта волны и осуществления управления ДН на основе структур, вносящих линейный фазовый набег, реализованных в виде диэлектрических клиньев, перешла в радиочастотный диапазон из оптики. Такие структуры были исследованы и описаны в [7, 8], и их основными недостатками были определены большие размеры и малые углы наклона ДН. Аналогом клина могут выступать несколько структур, выполненных также из диэлектрических материалов:

– структура, набранная из диэлектриков фиксированных размеров с различными диэлектрическими проницаемостями;

– структура из диэлектрических пластин треугольной формы (многослойная структура с плавным изменением эффективной диэлектрической проницаемости);

– структура из перфорированного диэлектрика (эффективная диэлектрическая проницаемость зависит от коэффициента заполнения пространства материалом и изменяется в зависимости от диаметра отверстий).

Сканирующая система на основе таких структур состоит из двух идентичных "плоских" отклоняющих устройств (дисков), каждое из которых обеспечивает наклон фазового фронта на определенный угол [9]. Взаимный синхронный поворот таких структур вокруг общей оси в противоположные стороны обеспечивает перемещение максимума ДН в угломестной плоскости. Сканирование по азимуту при этом осуществляется совместным поворотом дисков в одном направлении. В качестве диаграммообразующей схемы (ДОС) может быть использована любая антенна с синфазным распределением.

Результаты исследований.

Принцип действия. В предположении, что антенна состоит из двух идентичных систем (дисков) АС1 и АС2, каждая из которых отклоняет фазовый фронт волны на определенный заданный угол θ_0 , могут быть получены зависимости угла отклонения результирующей системы θ_Σ от взаимного положения дисков. Направление максимума ДН регулируется взаимным угловым положением слоев от нулевого до максимального значения, которое определяется углом наклона ДН одной отклоняющей системы. Схематично отклонение фазового фронта волны с помощью диэлектрических клиньев показано на рис. 1, а. Если системы расположены сонаправленно друг другу (рис. 1, а, слева), то результирующее отклонение будет максимальным – $\theta_{\Sigma \max}$. В случае противонаправленного расположения (рис. 1, а, справа) угол отклонения будет равен 0° за счет компенсации [10].

Поворот дисков в азимутальной плоскости в противоположных направлениях на одинаковый угол φ_0 позволяет осуществить сканирование ДН всей АС в угломестной плоскости (рис. 1, б). При этом в азимутальной плоскости максимум ДН будет направлен под углом $\varphi_\Sigma = 0^\circ$. Поскольку две системы вращаются вокруг одной оси, для формирования ДН важно только их взаимное положение, которое определяется одним углом $\varphi_\Delta = 2\varphi_0$. Математически это может быть описано следующим выражением:

$$\theta_\Sigma(\varphi_\Delta) = \arcsin \left[2 \sin \theta_0 \cos \left(\frac{\varphi_\Delta}{2} \right) \right].$$

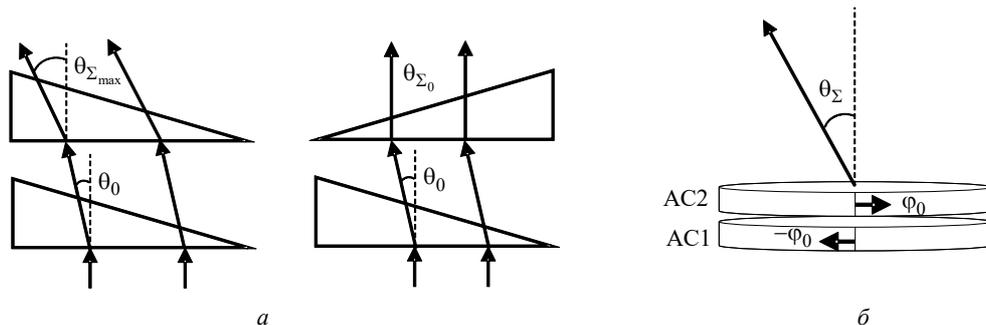


Рис. 1. Принцип работы: *a* – на примере системы из двух диэлектрических клиньев; *б* – на примере идентичных отклоняющих систем (дисков)

Fig. 1. Operating principle: *a* – using the example of two dielectric wedges system; *б* – using the example of identical deflecting systems

Из этого выражения видно, что, изменяя φ_{Δ} от 0 до 180° , можно изменять θ_{Σ} от нуля до максимального значения, равного $\arcsin(2 \sin \theta_0)$. Данное соотношение выражается из амплитудно-фазового распределения при прохождении плоской волны через каждый из двух слоев.

Таким образом, взаимный синхронный поворот дисков вокруг общей оси в противоположные стороны обеспечит перемещение максимума ДН в угломестной плоскости. Сканирование по азимуту при этом может осуществляться совместным поворотом дисков в одном направлении.

Для теоретических исследований были приняты следующие предположения и упрощения:

- диэлектрик является изотропным материалом;
- для диэлектрика справедлив закон Снеллиуса;

- диэлектрические потери не учитываются;
- влиянием дифракции на краях пренебрегается;
- отраженные волны не рассматриваются.

Структура, набранная из диэлектриков с различными диэлектрическими проницаемостями. Проанализирована АС, состоящая из ДОС в виде источника плоской волны и двух отклоняющих структур, набранных из различных диэлектриков фиксированных размеров с различными диэлектрическими проницаемостями (рис. 2, *a*). Толщина отклоняющей структуры в виде диэлектрического клина для управления ДН может изменяться не непрерывно, а дискретно, образуя ступенчатую конфигурацию [11]. При этом также дискретно изменяется и эффективная диэлектрическая проницаемость (ϵ_{ef}). Следовательно, каждую ступень такой системы можно

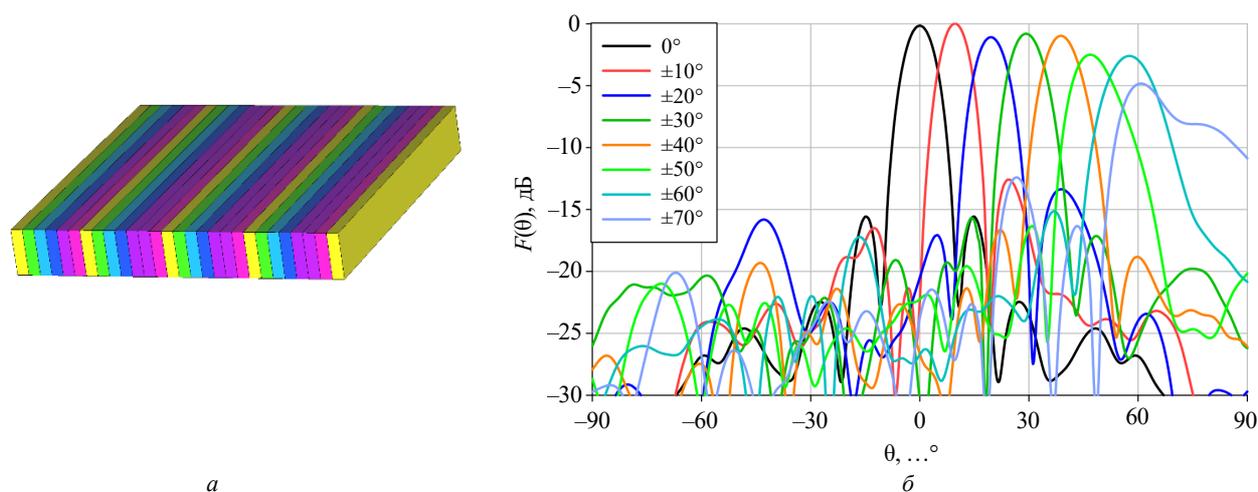


Рис. 2. Структура из диэлектриков с различными диэлектрическими проницаемостями (*a*); ДН при различных углах поворота слоев (*б*)

Fig. 2. A structure from various dielectrics with different dielectric constants (*a*); radiation patterns at different angles of the layers rotation (*б*)

заменить материалом, диэлектрическая проницаемость которого равна эффективной диэлектрической проницаемости соответствующей ступени структуры.

На рис. 2, б приведены рассчитанные ДН для различных взаимных смещений слоев, значению $\varphi_0 = 0^\circ$ соответствует противоположное расположение отклоняющих структур и, соответственно, $\theta_\Sigma = 0^\circ$. Максимальный угол наклона ДН составил 60° (диапазон сканирования 120°), при этом снижение коэффициента направленного действия (КНД) относительно максимального значения составило не более 5 дБ, а уровень боковых лепестков (УБЛ) не превысил значения -12 дБ.

Структура из диэлектрических пластин треугольной формы. Отклоняющая структура представляет собой набор диэлектрических пластин треугольной формы (рис. 3, а), которые располагаются в несколько слоев со смещением каждого слоя вдоль основания треугольника на величину половины основания. Это позволяет получить более равномерную ε_{ef} , уменьшить области, где волна проходит через воздушное пространство. Толщина одной треугольной пластины выбирается, исходя из [12], учитывая размеры фактически доступных диэлектрических материалов. Ширина ее основания должна быть близкой к $\lambda/2$, а длина рассчитывается в соответствии с заданным углом наклона фазового фронта, необходимостью зонирования [13, 14], а также исходя из размеров апертуры ДОС.

Как видно из графиков (рис. 3, б), угол отклонения ДН составляет порядка 55° при снижении КНД на 4 дБ от максимального значения, а УБЛ не превышает значения -11 дБ.

В отличие от структуры, набранной из материалов с различными диэлектрическими проницаемостями, в конфигурации на основе пластин треугольной формы имеются области, где коэффициент заполнения пространства материалом близок к нулю. Одним из способов уменьшения таких областей является упомянутое ранее смещение слоев, а для уменьшения их влияния на амплитудное распределение в данной структуре дополнительно было рассмотрено действие согласующего (просветляющего) слоя в составе такой АС [15]. Он представляет собой слой диэлектрика фиксированной толщины со средним (относительно минимального и максимального значений ε_{ef}) значением диэлектрической проницаемости ε_r и располагается между ДОС и отклоняющей структурой (рис. 4, а). Электродинамическое моделирование АС с различной толщиной согласующего слоя (от $\lambda/8$ до $\lambda/2$) показало, что наиболее удачным является значение $2\lambda/5$. ДН такой системы представлены на рис. 4, б.

Максимальный угол наклона ДН в данном случае составляет 70° , КНД уменьшается не более чем на 6 дБ от максимального значения, а УБЛ не превышает значения -11 дБ. Для отклонения ДН, равного 60° , снижение КНД составляет 4 дБ. Однако в данном случае увеличивается высота профиля всей АС на близкую к $\lambda/2$ величину.

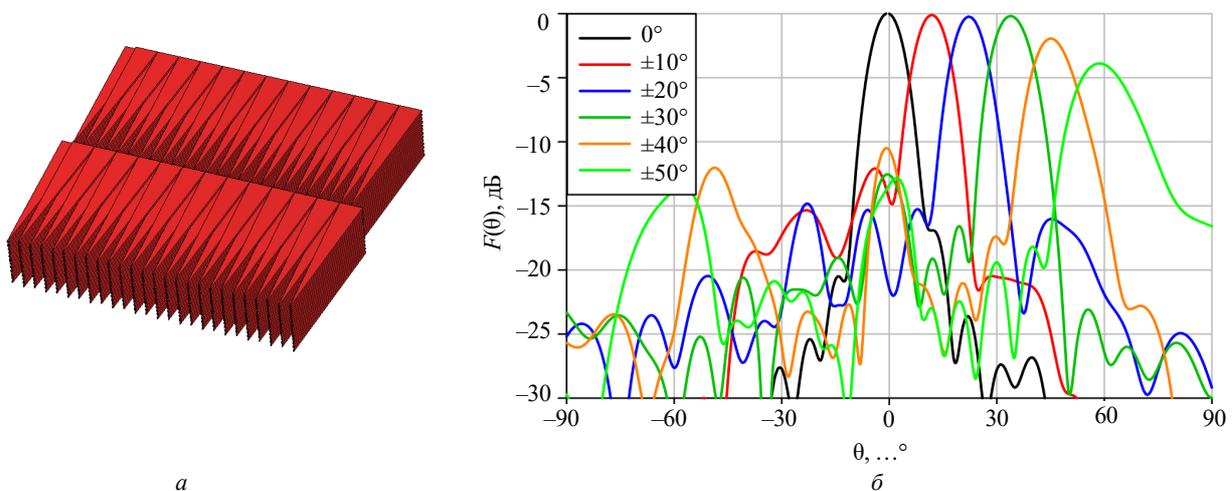


Рис. 3. Структура из диэлектрических пластин треугольной формы (а); ДН при различных углах поворота слоев (б)

Fig. 3. Structure of triangular dielectric plates (a); radiation patterns at different angles of the layers rotation (b)

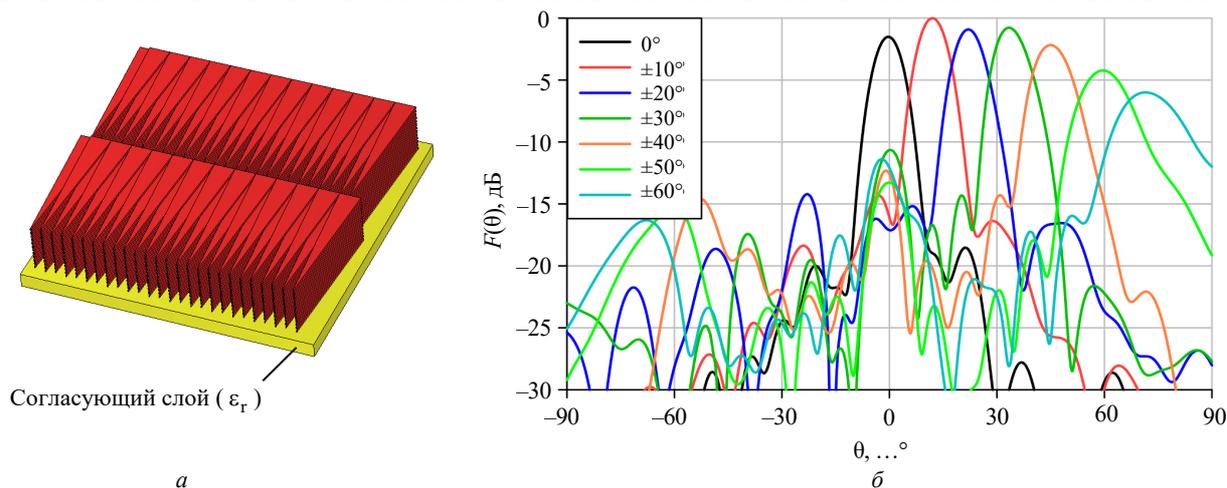


Рис. 4. Структура из диэлектрических пластин треугольной формы с использованием согласующего слоя (а); ДН при различных углах поворота слоев (б)

Fig. 4. Structure of triangular dielectric plates using a matching layer (a); radiation patterns at different angles of the layers rotation (b)

Структура из перфорированного диэлектрика. Еще одним из способов изменения ϵ_{ef} в одном материале является его перфорация [16]. Эффективная диэлектрическая проницаемость также зависит от коэффициента заполнения определенной области пространства (ячейки) диэлектрическим материалом:

$$\epsilon_{ef} = [k(n-1) + 1]^2,$$

где k – коэффициент заполнения ячейки материалом; n – показатель преломления материала.

При этом с точки зрения реализации наиболее удачным типом перфорации являются круглые отверстия, а ϵ_{ef} будет изменяться в зависимости

от диаметра этих отверстий. Сами отверстия могут располагаться по прямоугольной или гексагональной сетке. Последний вариант является наиболее удачным, так как в этом случае ниже минимально достижимое значение ϵ_{ef} , что, в свою очередь, уменьшает толщину одного слоя и, следовательно, высоту профиля всей системы [17]. Данная структура представлена на рис. 5, а.

Максимальный угол наклона ДН (рис. 5, б) при снижении КНД на 5 дБ составил 58° (диапазон сканирования 115°), а УБЛ не превысил значения -15 дБ. Для наклона, составляющего 64° , наблюдается значительное снижение КНД на 7.8 дБ.

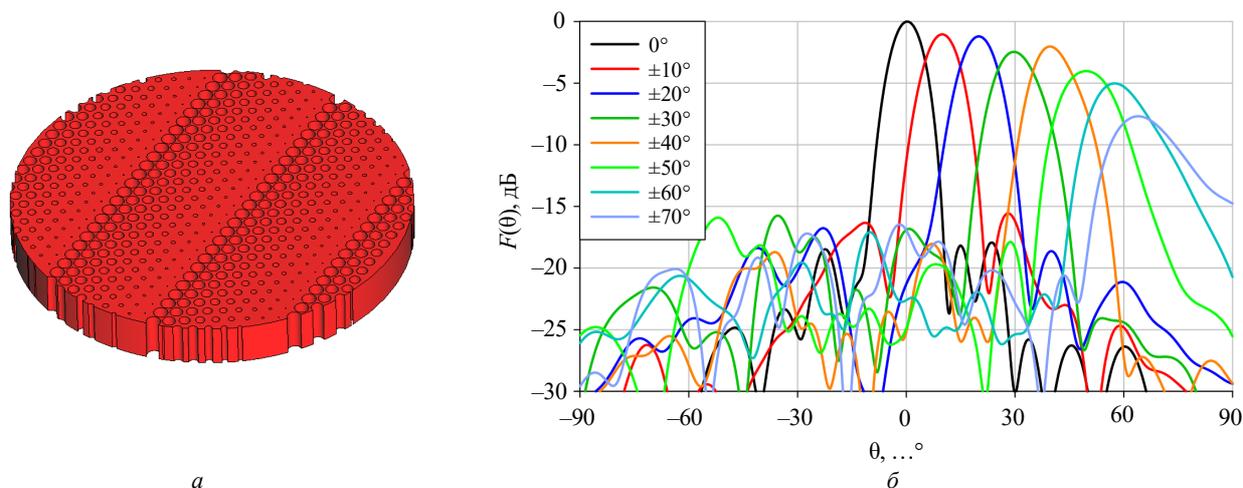


Рис. 5. Структура из перфорированного диэлектрика (а); ДН при различных углах поворота слоев (б)

Fig. 5. Perforated dielectric structure (a); radiation patterns at different angles of the layers rotation (b)

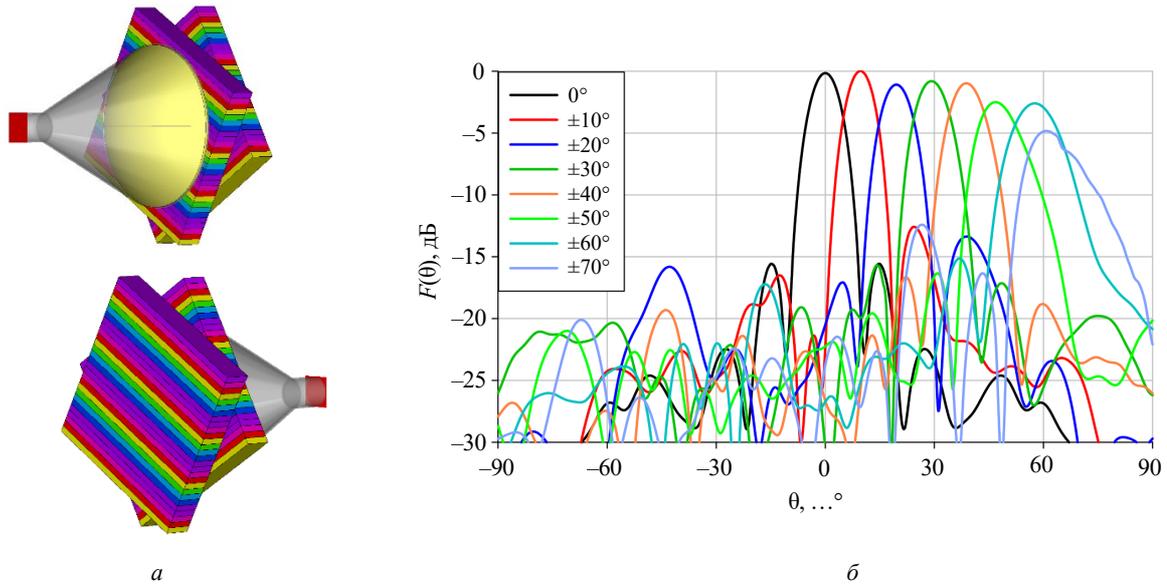


Рис. 6. Модель АС, приближенная к реальной (а); ДН при различных углах поворота слоев (б)
 Fig. 6. Realistic antenna system model (a); Radiation patterns at different angles of the layers rotation (b)

Эксперимент. На основе полученных результатов моделирования разработана приближенная к реальной модель сканирующей АС с использованием структуры, набранной из диэлектриков с различными диэлектрическими проницаемостями (рис. 6, а). В роли ДОС выступает конический рупор с диэлектрической линзой в виде гиперболоида вращения. Такой рупор в раскрытие обладает равномерным фазовым распределением и спадающим амплитудным.

Из графиков (рис. 6, б) видно, что данная ДОС практически не повлияла на углы наклона ДН. Максимальный угол также составил 60° (диапазон сканирования 120°), при этом снижение КНД относительно максимального значения составило не более 5 дБ, а для углов наклона до 55° деградация КНД составила порядка 3 дБ. УБЛ не превысил значения -12 дБ.

По данной модели был построен макет АС. Слои реализованы из доступных диэлектриков с подходящими характеристиками (таблица): ПВХ – поливинилхлорид; ПС – полистирол; ПЭТ – полиэтилентерефталат; НПВХ – непластифицированный поливинилхлорид.

Слои с $\varepsilon=1.3$ и 2.1 реализованы путем перфорации ближайших по характеристикам материалов, для снижения эффективной диэлектрической проницаемости. Для уменьшения влияния анизотропии значения диаметров отверстий выбраны близкими к значению толщины слоя. Фотографии элементов отклоняющей структуры и отклоняющей структуры в собранном виде представлены на рис. 7.

Несущие элементы АС изготовлены из фанеры. Конструкция позволяет осуществлять угловое смещение каждой отклоняющей структуры на произвольный угол с шагом 5° .

Характеристики определялись в безэховой камере методом измерения в дальней и ближней зонах антенны [18]. Коэффициент отражения в полосе рабочих частот не превысил значения -10 дБ для всех вариантов расположения отклоняющих структур. Измеренные ДН АС на частоте $f_0 = 11.7$ ГГц представлены на рис. 8.

Максимальный угол наклона ДН составил 62° , снижение КНД относительно максимального значения составило 6 дБ, а для угла наклона 55° и меньше деградация КНД не превысила 4 дБ,

Материалы и их параметры
 Materials and their parameters

| Параметр | Материал | | | | | | | |
|------------------------------|----------|------------------|---------------------|----------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| | Воздух | Перф. вспен. ПВХ | Вспен. ПВХ | Перф. ПС | ПС | ПЭТ | НПВХ 1 | НПВХ 2 |
| ε | 1 | 1.3 | 1.6 | 2.1 | 2.4 | 3 | 3.4 | 4 |
| $\text{tg } \delta$ (20 ГГц) | 0 | – | $2.6 \cdot 10^{-3}$ | – | $1.2 \cdot 10^{-3}$ | $9.7 \cdot 10^{-3}$ | $1.6 \cdot 10^{-2}$ | $1.6 \cdot 10^{-2}$ |

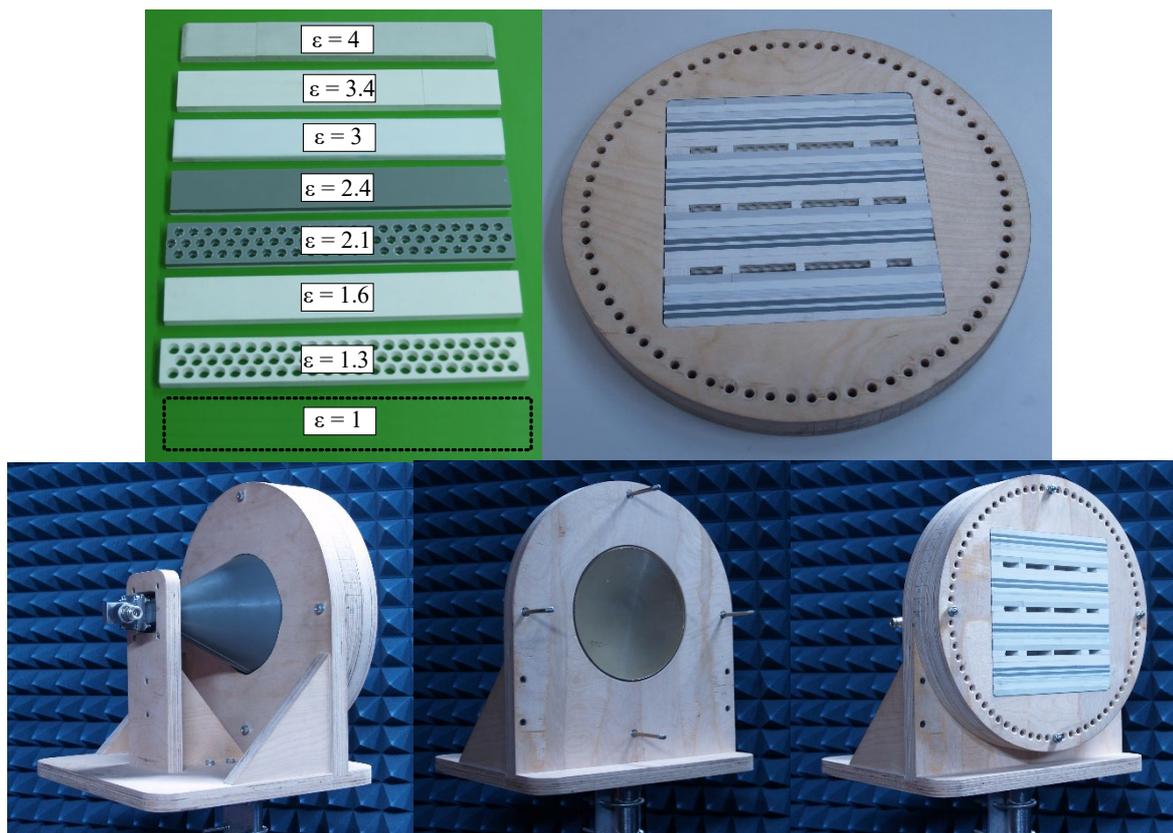


Рис. 7. Элементы отклоняющей структуры и макет сканирующей АС

Fig. 7. Elements of the deflecting structure and the model of the scanning antenna system

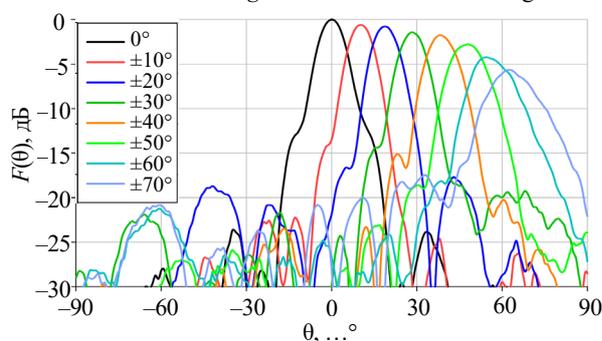


Рис. 8. Экспериментальные ДН при различных углах поворота слоев

Fig. 8. Measured radiation patterns at different angles of the layers rotation

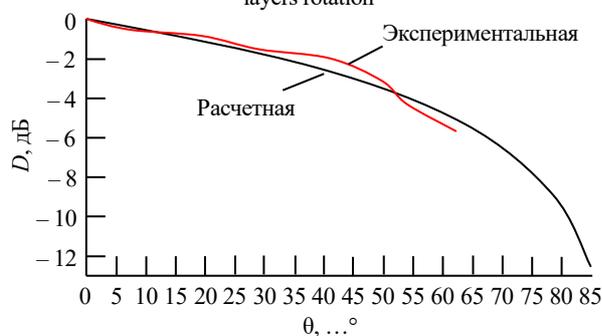


Рис. 9. Зависимость КНД от угла наклона ДН

Fig. 9. Directivity dependence on the inclination angle of the radiation pattern

что несколько хуже, чем в расчетах. При этом УБЛ оказался лучше расчетных и не превысил -14 дБ. В целом снижение КНД за счет уменьшения эффективной апертуры соответствует аналитическому расчету (рис. 9).

На рис. 10 приведены графики для сравнения расчетных и экспериментальных данных.

Наблюдается хорошая сходимость результатов в области главных лепестков ДН, углах наклона и УБЛ.

Обсуждение. Рассмотренные структуры позволяют произвести наклон фазового фронта волны и отклонение ДН, а также осуществлять сканирование при использовании двух идентичных слоев. Сравнение приведенных ДН для различных типов отклоняющих структур показывает, что при одинаковом расчетном значении наклона ДН в одном слое (30°) результирующие углы наклона ДН АС несколько отличаются. Лучшие результаты по углу наклона ДН и с меньшими значениями деградации КНД и УБЛ были достигнуты на структуре, набранной из диэлектриков с различными диэлектри-

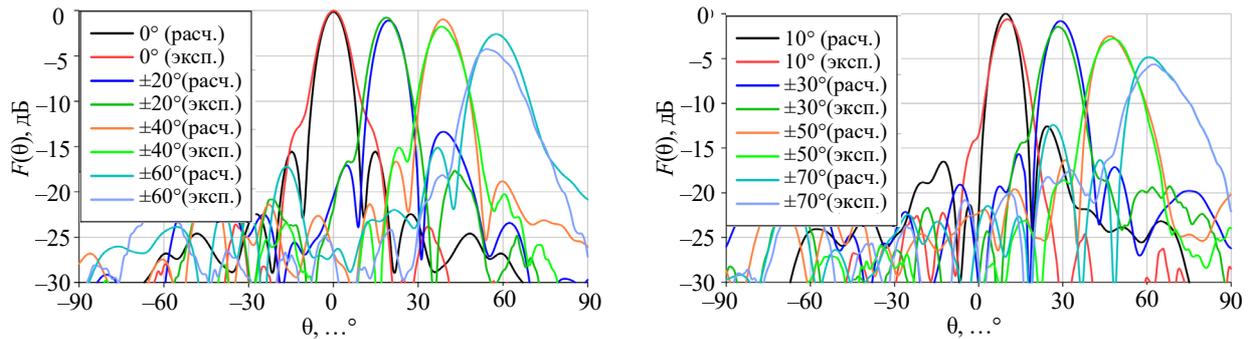


Рис. 10. Совмещенные рассчитанные и измеренные ДН

Fig. 10. Combined calculated and measured radiation patterns

ческими проницаемостями. Исходя из полученных характеристик, габаритных показателей и по причине простоты конструкции, на основе данной структуры был изготовлен макет АС с широкоугольным механоэлектрическим сканированием. Сравнение расчетных и экспериментальных данных показало хорошее совпадение не только по углам наклона ДН, но и по форме ДН в области главного максимума, а также по УБЛ. В рамках проведенных исследований был сделан акцент на возможность управления положением ДН с помощью различных типов отклоняющих структур на основе квазиоптического управления лучом ДН. Поэтому потери, связанные с прохождением волны через диэлектрические структуры, не учитывались. Ко всем рассматриваемым структурам был применен принцип зонирования, который позволил уменьшить массу и толщину отклоняющей структуры при сохранении угла наклона. Зонирование предполагает, что при определенной толщине волны из двух видов диэлектриков с различными диэлектрическими проницаемостями (ϵ_{ef}^{max} и ϵ_{ef}^{min}) выйдут синфазно за счет укладывания целого числа длин волн. Эта толщина зависит от соотношения максимального и минимального значений ϵ_{ef} и может быть рассчитана по формуле

$$T_{min} = \frac{c \cdot 10^3}{f_0 \left(\sqrt{\epsilon_{ef}^{max}} - \sqrt{\epsilon_{ef}^{min}} \right)},$$

где T_{min} – минимальная толщина структуры с зонированием; c – скорость света; f_0 – центральная частота.

Однако в области зонирования отклоняющей структуры имеет место резкий переход в изменении диэлектрической проницаемости, что влияет на амплитудное распределение. Наибольшее влияние заметно на структуре из диэлектрических пластин треугольной формы, в связи с чем и было проведено дополнительное исследование о влиянии согласующего слоя в составе такой АС. Полученные результаты свидетельствуют о положительном влиянии такого слоя на ДН, однако в этом случае увеличивается профиль сканирующей АС. Потери в диэлектрике также не учитывались.

В результате предварительных исследований был выбран наиболее подходящий угол отклонения в одном слое структуры, равный 30° . При использовании этого значения получается максимально достижимый расчетный наклон ДН АС, равный 90° . Для $\theta_0 > 30^\circ$ уменьшается продольный размер отклоняющей конфигурации, а, следовательно, при неизменном значении апертуры АС увеличится количество зонирований, что приведет к дополнительным искажениям в амплитудном распределении. Полученный в результате проведенных исследований угол $\theta_\Sigma = 60^\circ$ достигается при $\theta_0 > 25^\circ$, однако в этом случае увеличивается сектор углов взаимного смещения слоев ϕ_Δ для получения тех же значений наклона ДН. Таким образом, угол θ_0 выбирается, исходя из требований к максимальному углу отклонения ДН $\theta_{\Sigma_{max}}$, а также требований к высоте профиля сканирующей АС.

Одним из возможных направлений исследований является использование в качестве отклоняющей структуры частотно-селективной

поверхности (ЧСП) вместо структур на диэлектрических материалах [19–22].

Заключение. Результаты исследований различных типов структур квазиоптического управления лучом ДН показывают возможность использования данных конфигураций при создании низкопрофильных АС с широкоугольным механоэлектрическим сканированием для организации спутниковой связи как для мобильных потребителей, так и для стационарных потребителей с использованием средне- и низкоорбитальных космических аппаратов. Было рассмотрено и исследовано несколько вариантов отклоняющих структур, проведено сравнение и анализ полученных характеристик. Структура, показавшая лучшие результаты в процессе моделирования, была реализована и измерена. Полученные результаты экспериментального исследования имеют хорошее совпадение с теоретическими. Максимальный угол наклона ДН составил 62° , при этом снижение КНД относительно максимального значения

составило 6 дБ, а для углов наклона менее 55° деградация КНД составила меньше 4 дБ, УБЛ не превысил значения -14 дБ.

Исходя из полученных результатов, можно сделать вывод о целесообразности разработки низкопрофильной АС с механоэлектрическим сканированием. Толщина одного диска на центральной частоте ($f_0 = 11.7$ ГГц) составляет около 25 мм (для структуры, набранной из диэлектриков с различными диэлектрическими проницаемостями, при $\epsilon_{ef}^{max} = 4$), толщина двух дисков, соответственно, 50 мм. Следовательно, для создания АС с низким профилем ДОС должна иметь не только синфазное распределение, но и малый профиль (например, низкопрофильная антенная решетка). В результате, полученная АС позволит обеспечить широкоугольное механоэлектрическое сканирование, а следовательно, и осуществлять связь со спутником во время движения как наземного терминала, так и самого спутника.

Авторский вклад

Станковский Андрей Вадимович – математическое моделирование; разработка диэлектрических структур; электродинамическое моделирование сканирующих АС; изготовление макета; экспериментальные исследования АС.

Поленга Станислав Владимирович – разработка и изготовление конструкции макета сканирующей АС; экспериментальные исследования АС.

Стригова Елена Алексеевна – синтез топологий; обработка расчетных и экспериментальных данных.

Саломатов Юрий Петрович – общее руководство проектом.

Author's contribution

Andrey V. Stankovsky, mathematical modeling; development of dielectric structures; electrodynamic modeling of scanning antenna systems; making a model; experimental researches of the antenna system.

Stanislav V. Polenga, development and production of a scanning antenna system layout design; experimental researches of the antenna system.

Yelena A. Strigova, topology synthesis; processing of calculated and experimental data.

Yury P. Salomatov, general scientific project management.

Список литературы

1. Low cost Ku-band electronic steerable array antenna for mobile satellite communications / S. Vaccaro, D. Llorens del Río, J. Padilla, R. Baggen // Proc. of the 5th European Conf. on Antennas and Propagation (EUCAP). Rome, Italy. 11–15 Apr. 2011. IEEE, 2011. P. 471–478.

2. Low-profile scalable phased array antenna at Ku-band for mobile satellite communications / K. Y. Kapusuz, Y. Şen, M. Bulut, İ. Karadede, U. Oğuz // 2016 IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology (PAST). Waltham, USA. 18–21 Oct. 2016. IEEE, 2016. P. 1–4. doi: 10.1109/ARRAY.2016.7832648

3. Panzner B., Joestingmeier A., Omar A. Ka-band dielectric lens antenna for resolution enhancement of a GPR // 2008 8th Intern. Symp. on Antennas, Propagation and EM Theory. Kunming, China. 02–05 Nov. 2008. IEEE, 2008. P. 31–34. doi: 10.1109/ISAPE.2008.4735132

4. Ravishankar S. Analysis of shaped beam dielectric lens antennas for mobile broadband applications // IWAT 2005. IEEE Intern. Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials. Singapore. 07–09 March 2005. IEEE, 2005. P. 539–542. doi: 10.1109/IWAT.2005.1461135

5. Wang Z. X., Dou W. B. Dielectric lens antennas designed for millimeter wave application // 2006 Joint 31st Intern. Conf. on Infrared Millimeter Waves and 14th Intern. Conf. on Terahertz Electronics. Shanghai, China. 18–22 Sept. 2006. IEEE, 2006. P. 376. doi: 10.1109/ICIMW.2006.368584
6. Ryazantsev R. O., Salomatov Yu. P., Sugak M. I. Concave spherical feed array for Luneberg lens // 2013 Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). Krasnoyarsk, Russia. 12–13 Sept. 2013. IEEE, 2013. P. 1–4. doi: 10.1109/SIBCON.2013.6693605
7. Griffiths H. D., Khan M. R. Antenna beam steering technique using dielectric wedges // IEE Proc. H. Microwaves, Antennas and Propagation. 1989. Vol. 136, iss. 2. P. 126–131.
8. Ghate P., Bredow J. Quasi-Optical Beamforming using Horizontal Dielectric Wedges // 2021 IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI). IEEE, 2021. P. 505–506. doi: 10.1109/APS/URSI47566.2021.9704172
9. Дисконвая антенна с широкоугольным механоэлектрическим сканированием / А. В. Станковский, А. Д. Немшон, С. В. Поленга, Ю. П. Саломатов // Электронные средства и системы управления: материалы докл. Междунар. науч.-практ. конф. Томск, 2014. № 1. С. 149–153.
10. Gagnon N., Petosa A. Using Rotatable Planar Phase Shifting Surfaces to Steer a High-Gain Beam // IEEE transactions on antennas and propagation. 2013. Vol. 61, iss. 6. P. 3086–3092. doi: 10.1109/TAP.2013.2253298
11. Beam-Scanning Antenna Based on Near-Electric Field Phase Transformation and Refraction of Electromagnetic Wave Through Dielectric Structures / M. U. Afzal, L. Matekovits, K. P. Esselle, A. Lalbakhsh // IEEE Access. 2020. Vol. 8. P. 199242–199253. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3033284
12. Alexandrin A. M., Ryazantsev R. O., Salomatov Yu. P. Numerical optimization of the discrete Mikaelian lens // 2016 Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). IEEE, 2016. P. 1–3. doi: 10.1109/SIBCON.2016.7491859
13. Gagnon N., Petosa A., McNamara D. A. Thin microwave quasi-transparent phase-shifting surface (PSS) // IEEE transactions on antennas and propagation. 2010. Vol. 58, iss. 4. P. 1193–1201. doi: 10.1109/TAP.2010.2041150
14. Array of hexagonal Fresnel zone plate lens antennas / A. Petosa, S. Thirakoune, I. V. Minin, O. V. Minin // Electron. Lett. 2006. Vol. 42, № 15. P. 834–836. doi: 10.1049/el:20061258
15. Khalaj-Amirhosseini M. Microwave Filters using Waveguides Filled by Multi-Layer Dielectric // 2006 7th Intern. Symp. on Antennas, Propagation & EM Theory. Guilin, China. 26–29 Oct. 2006. IEEE, 2006. P. 1–3. doi: 10.1109/ISAPE.2006.353299
16. AlAjmi A. R., Saed M. A. Perforated dielectric surface wave antenna with directive radiation pattern // 2016 IEEE Conf. on Antenna Measurements & Applications (CAMA). Syracuse, USA. 23–27 Oct. 2016. IEEE, 2016. P. 1–3. doi: 10.1109/CAMA.2016.7815763
17. Mrnka M., Raida Z. An Effective Permittivity Tensor of Cylindrically Perforated Dielectrics // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2018. Vol. 17, iss. 1. P. 66–69. doi: 10.1109/LAWP.2017.2774448
18. Implementation of antenna near-field scanning without using probe position sensors / A. S. Ivanov, K. V. Lemberg, S. V. Polenga, R. M. Krylov, Yu. P. Salomatov // Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). Omsk, Russia. 21–23 May 2015. IEEE, 2015. P. 1–3. doi: 10.1109/SIBCON.2015.7147334
19. Munk B. A. Frequency Selective Surfaces: Theory and Design. New York: Wiley-Interscience, 2000. 440 p.
20. Al-Joumayly M. A., Behdad N. A generalized method for synthesizing low-profile, band-pass frequency selective surfaces with non-resonant constituting elements // IEEE transactions on antennas and propagation. 2010. Vol. 58, iss. 12. P. 4033–4041. doi: 10.1109/TAP.2010.2078474
21. White C. R., Ebling J. P., Rebeiz G. A wide-scan printed planar K-band microwave lens // 2005 IEEE Antennas and Propagation Society Intern. Symp. 2005. Washington, USA, 03–08 July 2005. IEEE, 2005. Vol. 4. P. 313–316. doi: 10.1109/APS.2005.1552652
22. Singh N., Choure K. K., Kumari M. A Survey on Free-Standing Phase Correcting gain enhancement Devices // Intern. J. of Scientific & Engineering Research. 2013. Vol. 4, iss. 7. P. 109–115.

Информация об авторах

Станковский Андрей Вадимович – аспирант по направлению "Антенны, устройства СВЧ и их технологии" (2018), инженер-исследователь, старший преподаватель кафедры радиотехники Сибирского федерального университета. Автор 30 научных работ. Сфера научных интересов – антенны и СВЧ-устройства; сканирующие антенные системы; квазиоптические антенны.
Адрес: Сибирский федеральный университет, пр. Свободный, д. 79, Красноярск, 660041, Россия
E-mail: stankovskiy_a@mail.ru
<https://orcid.org/0009-0001-6059-5638>

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

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

E-mail: twinlive@gmail.com

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

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

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

E-mail: ylitinskaya@gmail.com

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

Саломатов Юрий Петрович – кандидат технических наук (1982), профессор (2013) кафедры радиотехники Сибирского федерального университета. Автор 240 научных работ. Сфера научных интересов – ФАР; ЦФАР; квазиоптические антенны и антенные решетки.

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

E-mail: ysalomatov@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4309-226X>

References

1. Vaccaro S., Llorens del Río D., Padilla J., Baggen R. Low Cost Ku-band Electronic Steerable Array Antenna for Mobile Satellite Communications. Proc. of the 5th European Conf. on Antennas and Propagation (EUCAP). Rome, Italy. 11–15 April 2011. IEEE, 2011, pp. 471–478.
2. Kapusuz K. Y., Şen Y., Bulut M., Karadede İ., Oğuz U. Low-profile Scalable Phased Array Antenna at Ku-Band for Mobile Satellite Communications. 2016 IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology (PAST). Waltham, USA. 18–21 October 2016. IEEE, 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/ARRAY.2016.7832648
3. Panzner B., Joestingmeier A., Omar A. Ka-Band Dielectric Lens Antenna for Resolution Enhancement of a GPR. 2008 8th Intern. Symp. on Antennas, Propagation and EM Theory. Kunming, China. 02–05 November 2008. IEEE, 2008, pp. 31–34. doi: 10.1109/ISAPE.2008.4735132
4. Ravishankar S. Analysis of Shaped Beam Dielectric Lens Antennas for Mobile Broadband Applications. IWAT 2005. IEEE Intern. Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials. Singapore, 07–09 March 2005. IEEE, 2005, pp. 539–542. doi: 10.1109/IWAT.2005.1461135
5. Wang Z. X., Dou W. B. Dielectric Lens Antennas Designed for Millimeter Wave Application. 2006 Joint 31st Intern. Conf. on Infrared Millimeter Waves and 14th Intern. Conf. on Terahertz Electronics. Shanghai, China. 18–22 September 2006. IEEE, 2006, p. 376. doi: 10.1109/ICIMW.2006.368584
6. Ryazantsev R. O., Salomatov Yu. P., Sugak M. I. Concave Spherical Feed Array for Luneberg Lens. 2013 Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). Krasnoyarsk, Russia. 12–13 September 2013. IEEE, 2013, pp. 1–4. doi: 10.1109/SIBCON.2013.6693605
7. Griffiths H. D., Khan M. R. Antenna Beam Steering Technique Using Dielectric Wedges. IEE Proc. H. Microwaves, Antennas and Propagation. 1989, vol. 136, iss. 2, pp. 126–131.
8. Ghatge P., Bredow J. Quasi-Optical Beamforming using Horizontal Dielectric Wedges. 2021 IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting (APS/URSI). IEEE, 2021, pp. 505–506. doi: 0.1109/APS/URSI47566.2021.9704172
9. Stankovsky A. V., Nemshon A. D., Polenga S. V. Salomatov Yu. P. Disk Antenna with a Wide-Angle Mechano-electrical Beam Steering. Intern. Scientific Conf. on Electronic Devices and Control Systems (EDCS 2014). Tomsk, 2014, no. 1, pp. 149–153. (In Russ.)
10. Gagnon N., Petosa A. Using Rotatable Planar Phase Shifting Surfaces to Steer a High-Gain Beam. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2013, vol. 61, iss. 6, pp. 3086–3092. doi: 10.1109/TAP.2013.2253298
11. Afzal M. U., Matekovits L., Esselle K. P., Lalbakhsh A. Beam-Scanning Antenna Based on Near-Electric Field Phase Transformation and Refraction of Electromagnetic Wave Through Dielectric Structures. IEEE Access. 2020, vol. 8, pp. 199242–199253. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3033284
12. Alexandrin A. M., Ryazantsev R. O., Salomatov Yu. P. Numerical Optimization of the Discrete Mikaelian Lens. 2016 Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). IEEE, 2016, pp. 1–3. doi: 10.1109/SIBCON.2016.7491859
13. Gagnon N., Petosa A., McNamara D. A. Thin Microwave Quasi-Transparent Phase-Shifting Surface (PSS). IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2010, vol. 58, iss. 4, pp. 1193–1201. doi: 10.1109/TAP.2010.2041150
14. Petosa A., Thirakoune S., Minin I. V., Minin O. V. Array of Hexagonal Fresnel Zone Plate Lens Antennas. Electron. Lett. 2006, vol. 42, no. 15, pp. 834–836. doi: 10.1049/el:20061258

15. Khalaj-Amirhosseini M. Microwave Filters using Waveguides Filled by Multi-Layer Dielectric. 2006 7th Intern. Symp. on Antennas, Propagation & EM Theory. Guilin, China. 26–29 October 2006. IEEE, 2006, pp. 1–3. doi: 10.1109/ISAPE.2006.353299

16. AlAjmi A. R., Saed M. A. Perforated Dielectric Surface Wave Antenna with Directive Radiation Pattern. 2016 IEEE Conf. on Antenna Measurements & Applications (CAMA). Syracuse, USA. 23–27 October 2016. IEEE, 2016, pp. 1–3. doi: 10.1109/CAMA.2016.7815763

17. Mrnka M., Raida Z. An Effective Permittivity Tensor of Cylindrically Perforated Dielectrics. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2018, vol. 17, iss. 1, pp. 66–69. doi: 10.1109/LAWP.2017.2774448

18. Ivanov A. S., Lemberg K. V., Polenga S. V., Krylov R. M., Salomatov Yu. P. Implementation of Antenna Near-Field Scanning without Using Probe Position Sensors. Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). Omsk, Russia, 21–23 May 2015. IEEE, 2015, pp. 1–3. doi: 10.1109/SIBCON.2015.7147334

19. Munk B. A. Frequency Selective Surfaces: Theory and Design. New York, Wiley-Interscience, 2000, 440 p.

20. AL-Joumayly M. A., Behdad N. A Generalized Method for Synthesizing Low-Profile, Band-Pass Frequency Selective Surfaces with Non-Resonant Constituting Elements. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2010, vol. 58, iss. 12, pp. 4033–4041. doi: 10.1109/TAP.2010.2078474

21. White C. R., Ebling J. P., Rebeiz G. A Wide-Scan Printed Planar K-Band Microwave Lens. 2005 IEEE Antennas and Propagation Society Intern. Symp. 2005. Washington, USA, 03–08 July 2005. IEEE, 2005, vol. 4, pp. 313–316. doi: 10.1109/APS.2005.1552652

22. Singh N., Choure K. K., Kumari M. A Survey on Free-Standing Phase Correcting gain enhancement Devices. Intern. J. of Scientific & Engineering Research. 2013, vol. 4, iss. 7, pp. 109–115.

Information about the authors

Andrey V. Stankovsky, Postgraduate student in "Antennas, microwave devices and their technologies" (2018), Research Engineer, Senior Lecturer of Radio Engineering Department of the Siberian Federal University (SFU). The author of 30 scientific publications. Area of expertise: antennas and microwave devices; scanning antenna systems; quasi-optical antennas.

Address: Siberian Federal University, 79, Svobodny Ave., Krasnoyarsk 660041, Russia

E-mail: stankovskiy_a@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0001-6059-5638>

Stanislav V. Polenga, Master's degree in Radio Engineering (2009), Senior Lecturer of Radio Engineering Department of the Siberian Federal University (SFU). The author of 50 scientific publications. Area of expertise: antennas and microwave devices; reflectarrays; quasi-optical antennas; metamaterials.

Address: Siberian Federal University, 79, Svobodny Ave., Krasnoyarsk 660041, Russia

E-mail: twinlive@gmail.com

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

Yelena A. Strigova, Cand. Sci. (Eng.) (2022), Senior Lecturer of Radio Engineering Department of the Siberian Federal University (SFU). The author of 35 scientific publications. Area of expertise: antennas and microwave devices; satellite communication; scanning antennas.

Address: Siberian Federal University, 79, Svobodny Ave., Krasnoyarsk 660041, Russia

E-mail: ylitinskaya@gmail.com

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

Yury P. Salomatov, Cand. Sci. (Eng.) (1982), Professor (2013) of Department of Radio Engineering of the Siberian Federal University. The author of 240 scientific publications. Area of expertise: phased arrays; digital phased arrays; quasi-optical antennas and antenna arrays.

Address: Siberian Federal University, 79, Svobodny Ave., Krasnoyarsk 660041, Russia

E-mail: ysalomatov@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4309-226X>

Влияние конфигурации и формы внешних ребер герметичных корпусов технических средств на эффективность отведения тепла от процессора

Г. А. Пискун^{1✉}, В. Ф. Алексеев¹, О. В. Степченков²,
А. Н. Попов², А. Н. Беликов¹, Д. Г. Рыбаков¹

¹ Учреждение образования "Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники", Минск, Республика Беларусь

² Открытое акционерное общество "Научно-исследовательский институт электронных вычислительных машин", Минск, Республика Беларусь

✉ piskun@bsuir.by

Аннотация

Введение. Современные технические (вычислительные, электронные) средства в большинстве случаев строятся на базе радиоэлектронных компонентов, например процессоры, графические чипы и т. д., которые при работе выделяют десятки ватт тепловой энергии. В связи с этим одной из приоритетных задач проектирования таких устройств становится эффективное отведение посредством введения пассивных или активных систем охлаждения избыточной тепловой энергии как от полупроводниковых приборов, так и от электронных средств в целом.

Цель работы. Исследование влияния конфигурации и формы внешних ребер герметичных корпусов технических средств (ГК ТС), особенностью которых является использование внутри корпусов только пассивных систем охлаждения, а также сравнительный анализ эффективности отведения тепла от процессора для каждой рассматриваемой конструкции корпуса.

Материалы и методы. Эксперименты проводились на разработанных в программной среде SolidWorks Flow Simulation трехмерных параметрических моделях различных типов ГК ТС, особенностью которых являлась различная конфигурация тепловых каналов, сформированных внешним оребрением крышки корпуса.

Результаты. Реализация моделей позволила исследовать процесс охлаждения процессора, установленного в современных ГК ТС, а также проанализировать влияние конфигурации и формы ребер на отведение избыточной тепловой энергии от процессора в режиме пассивного охлаждения и при обдуве ГК ТС воздухом, движущимся сверху (перпендикулярно крышке) или сбоку (параллельно крышке) при постепенном увеличении мощности процессора с 10 до 25 Вт. Показано, что оребренный корпус при пассивном охлаждении обеспечивает отвод тепла от процессора мощностью 10 Вт больше, чем неоребранный (понижение температуры составляет 4.1 °С); при 25 Вт – на 11.01 °С. Установлено, что направление (перпендикулярное или параллельное) движения воздуха при обдуве ГК ТС значительно влияет на эффективность охлаждения нагретой поверхности корпуса (при мощности процессора 45 Вт разность составляет более 10 °С).

Заключение. Разработанные трехмерные модели позволили наиболее эффективно реализовать систему охлаждения теплонагруженных высокомоощных радиоэлектронных компонентов, расположенных в герметичных корпусах, за счет реализации внешнего оребрения корпусов.

Ключевые слова: герметичный корпус, наружный обдув, пассивное охлаждение, процессор, теплообмен, тепловой режим

Для цитирования: Влияние конфигурации и формы внешних ребер герметичных корпусов технических средств на эффективность отведения тепла от процессора / Г. А. Пискун, В. Ф. Алексеев, О. В. Степченков, А. Н. Попов, А. Н. Беликов, Д. Г. Рыбаков // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 5. С. 63–75. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-63-75

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена в рамках договора № 23-1051 на выполнение научно-исследовательской работы на тему «Моделирование тепловых процессов в безвентиляторных ПЭВМ и разработка рекомендаций по оптимизации их конструкции» (№ гос. рег. 20231182 от 13.07.2023).

Статья поступила в редакцию 22.09.2023; принята к публикации после рецензирования 27.10.2023; опубликована онлайн 29.11.2023



Effect of the Configuration and Shape of External Ribs of Sealed Enclosures of Electronic Devices on Heat Removal Efficiency

Gennady A. Piskun^{1✉}, Victor F. Alexeev¹, Aleh V. Stsepchankou²,
Aleksandr N. Popov², Andrey N. Belikov¹, Dmitry G. Rybakov¹

¹Educational Establishment "Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics", Minsk, Republic of Belarus

²Open Joint-Stock Company "NIEVM", Minsk, Republic of Belarus

✉ piskun@bsuir.by

Abstract

Introduction. Modern computing and electronic devices are constructed on the basis of radio-electronic components, such as processors, graphics processing units, etc. During operation, these components emit tens of watts of thermal energy. Therefore, effective excess heat removal from both semiconductor electronic devices and electronic systems as a whole through the use of passive or active cooling systems represents an important research problem.

Aim. To study the influence of the configuration and shape of external ribs of sealed enclosures of electronic devices, which use solely passive cooling systems inside, on the efficiency of heat removal from the processor for each enclosure design under consideration based on their comparative analysis.

Materials and methods. Simulation experiments were carried out using 3D parametric models of various device types, which were developed in the SolidWorks Flow Simulation software environment. These models differed in terms of configuration of thermal channels formed by the external enclosure ribs.

Results. The conducted simulation experiments allowed the authors to study the cooling process of processors installed in modern electronic devices. The influence of the configuration and shape of the enclosure ribs on excess heat removal from the processor was studied in a passive cooling mode and when blowing the devices with air moving from above (perpendicular to the cover) or laterally (parallel to the cover) with a gradual increase in a processor power from 10 to 25 W. A ribbed enclosure with passive cooling was shown to ensure a more effective heat removal from a 10 W processor compared to a non-ribbed enclosure (the temperature drop is 4.1 °C). For a 25 W processor, this value comprises 11.01 °C. When blowing the device, the direction (perpendicular or parallel) of air movement significantly affects the cooling efficiency of the heated surface (with a processor power of 45 W, the difference is more than 10 °C).

Conclusion. The developed 3D models effectively simulate the cooling system of heat-loaded high-power radio-electronic components located in sealed enclosures, due to the implementation of their external ribbing.

Keywords: sealed enclosure, external airflow, passive cooling, processor, heat transfer, thermal conditions

For citation: Piskun G. A., Alexeev V. F., Stsepchankou A. V., Popov A. N., Belikov A. N., Rybakov D. G. Effect of the Configuration and Shape of External Ribs of Sealed Enclosures of Electronic Devices on Heat Removal Efficiency. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 5, pp. 63–75. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-63-75

Acknowledgments. The work was performed under contract № 23-1051 for research work on the topic "Modeling of thermal processes in fanless PCs and development of recommendations for optimizing their design" (State Reg. № 20231182 dated 13.07.2023).

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

Submitted 22.09.2023; accepted 27.10.2023; published online 29.11.2023

Введение. При проектировании технических средств различного назначения особое внимание уделяется вопросу организации как локальной системы охлаждения (определенно-

го узла, элемента и т. д.), так и всего устройства в целом. Корректная разработка таких систем позволяет эксплуатировать устройство без потерь в качестве функционирования.

На практике используются системы охлаждения, построенные на комбинации пассивных элементов теплоотвода (радиаторы, тепловые трубки и т. д.) и активных компонентов (вентиляторы, кулеры и т. д.). Однако использование вентиляторов не всегда целесообразно, так как они создают акустические (фоновые) шумы во время работы, обладают ограниченным сроком службы, требуют своевременного технического обслуживания, а также наличие вентилятора делает невозможным полную герметизацию технического средства.

Процесс формирования нагретой зоны в современных герметичных корпусах технических средств (ГК ТС) детально не изучен. Так, в [1–4] приведены общие подходы к построению пассивных и активных систем охлаждения устройств и элементов, методики математического описания процессов нагрева и отведения тепла от теплонагруженных и/или теплочувствительных элементов. Однако в данных работах рассматривались общие технические решения по оребрению плоских поверхностей корпуса, не изучались вопросы особенностей конвективного отведения тепла в конструктивно сложных воздушных каналах, а также не осуществлялось имитационное моделирование процесса охлаждения определенного теплонагруженного элемента с учетом ГК ТС.

В связи с этим актуальной задачей является анализ и оценка влияния конфигурации и формы ребер, расположенных на крышке ГК ТС, на эффективность отведения тепловой энергии от процессора с учетом особенностей нестационарного теплового режима при пассивном и активном (разнонаправленный обдув корпуса) воздушном охлаждении.

Методы и объекты исследования. Принцип переноса тепловой энергии в герметичных корпусах устройств осуществляется:

– при пассивном охлаждении, особенностью которого является то, что передача теплоты от источника (например, такого работающего с большими токами компонента, как центральный или графический процессор) происходит сначала на контактирующую с ним через термоинтерфейс (чаще всего это слой термопасты) теплосъемную пластину (в большинстве случаев это пластинчатый радиатор с тепловыми трубками для эффективного растекания тепла по большей площади) и печатную плату, затем к крышке или другой части корпуса, а от него уже в окружающую среду;

– при активном охлаждении теплонагруженных элементов ТС, осуществляемом интенсивно движущимся потоком воздуха, объем и скорость которого определяются специальными устройствами (например, вентиляторами и т. д.).

Внутреннее строение разработанной модели ГК ТС приведено на рис. 1.

Учитывая специфику переноса тепловой энергии в твердых телах, целесообразно использовать уравнение для расчета теплового потока [5–7]

$$\Phi = \lambda \frac{(T_2 - T_1)}{d} S,$$

где λ – коэффициент теплопроводности материала; $(T_2 - T_1)$ – разность температур между нагретым и холодным участками тела; S – площадь поверхности тела; d – толщина тела.

Элементами сборки в модели, представленной на рис. 1, являются процессор; теплосъем-

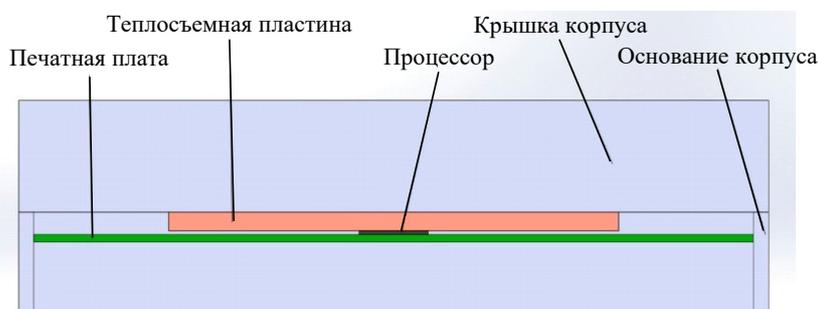


Рис. 1. Внутреннее строение ГК ТС с крышкой без оребрения

Fig. 1. Interior structure of the FSC TM with cover without fins

ная пластина; печатная плата; основание и крышка корпуса устройства.

Качество теплоотвода характеризуется величиной теплового сопротивления, которое возникает при контакте двух тел и значительно влияет на значение температуры ГК ТС. Числовое значение теплового сопротивления "процессор – окружающая среда" определяется по формуле [5–7]

$$R_{\theta \text{п-ср}} = \frac{T_{\text{п}} - T_{\text{ср}}}{P},$$

где $T_{\text{п}}$ – температура процессора; $T_{\text{ср}}$ – температура окружающей среды; P – рассеиваемая мощность процессора.

Так как проводится анализ распределения тепла в ГК ТС, то полное тепловое сопротивление "процессор – окружающая среда" можно записать в виде [5–7]

$$R_{\theta \text{п-ср}} = R_{\theta \text{п-т.п}} + R_{\theta \text{т.п-кор}} + R_{\theta \text{кор-ср}},$$

где $R_{\theta \text{п-т.п}}$ – тепловое сопротивление "процессор – теплосъемная пластина"; $R_{\theta \text{т.п-кор}}$ – тепловое сопротивление "теплосъемная пластина – корпус устройства"; $R_{\theta \text{кор-ср}}$ – тепловое сопротивление "корпус устройства – окружающая среда".

При пассивном охлаждении устройства заметное влияние оказывает естественная конвекция, которая вызывает перемешивание среды посредством замкнутых циркуляционных потоков в объеме теплоносителя. В этом случае используются следующие критериальные уравнения:

1) число Нуссельта – критерий, характеризующий соотношение между интенсивностью теплообмена за счет конвекции и интенсивностью теплообмена за счет теплопроводности (в условиях неподвижной среды) и имеющий следующий вид [5–7]:

$$\text{Nu} = A(\text{Gr} \cdot \text{Pr})^n, \quad (1)$$

где A и n – безразмерные коэффициенты, определяемые в зависимости от характера течения воздуха; комплекс $\text{Gr} \cdot \text{Pr}$ – число Релея;

2) число Грасгофа – критерий, который характеризует подъемную силу, возникающую в жидкости или газе вследствие разности плотностей. Для воздушной среды он имеет следующий вид [5–7]:

$$\text{Gr} = \frac{\beta h^3 g (T_{\text{ст}} - T_{\text{ср}})}{\nu^2},$$

где β – коэффициент объемного расширения воздуха; h – высота корпуса устройства; g – ускорение свободного падения; $T_{\text{ст}}$ – температура стенок корпуса; $T_{\text{ср}}$ – температура окружающей среды; ν – коэффициент кинематической вязкости воздуха;

3) число Прандтля – критерий, являющийся теплофизической характеристикой теплоносителя и определяемый по формуле [5–7]

$$\text{Pr} = \nu/a,$$

где ν – коэффициент кинематической вязкости воздуха; $a = \lambda/(\rho \cdot c_{\rho})$ – коэффициент температуропроводности (ρ – плотность воздуха; c_{ρ} – удельная теплоемкость окружающей среды при постоянном давлении).

Наличие на поверхности корпуса ребер позволяет увеличить отвод тепла в окружающую среду, что обусловлено значительным увеличением теплоотдающей поверхности и наличием каналов в межреберном пространстве, по которым протекают потоки охлаждающей среды. Теплоотдача оребренной поверхности определяется, в первую очередь, конфигурацией ребер, их количеством, расположением относительно охлаждающего потока и друг друга, геометрическими размерами каждого отдельно взятого ребра, материалом.

Для оценки эффективности теплоотвода от оребренной поверхности используется коэффициент эффективности ребра, выражение которого имеет вид [5–7]

$$\xi = \frac{\text{th}\left(\sqrt{\alpha_{\text{ор}} U / (\lambda_{\text{п}} F)} \cdot h_{\text{п}}\right)}{\sqrt{\alpha_{\text{ор}} U / (\lambda_{\text{п}} F)} \cdot h_{\text{п}}},$$

где $\alpha_{\text{ор}}$ – коэффициент теплоотдачи оребренной поверхности; U – периметр поперечного сечения ребра; $\lambda_{\text{п}}$ – теплопроводность материала ребра; F – площадь поперечного сечения ребра; $h_{\text{п}}$ – высота ребра.

Следует отметить, что принцип переноса тепловой энергии при активном охлаждении устройств отличается от пассивного тем, что

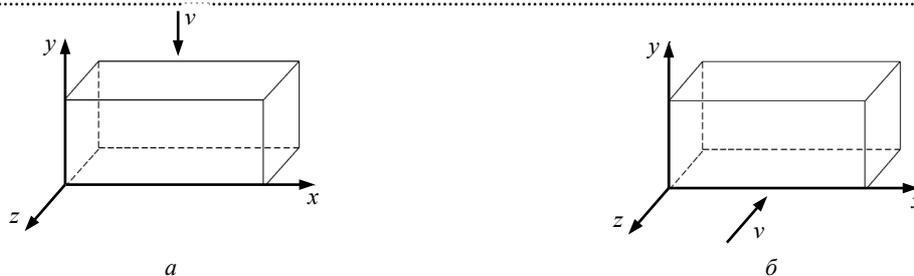


Рис. 2. Различные направления воздушного обдува корпуса: перпендикулярно (а) и параллельно (б) крышке
 Fig. 2. Various air blowing directions of the case: perpendicular (a) and parallel (b) to the cover

добавляется наружный обдув корпуса. Течение воздуха создается с помощью вентилятора, который при вращении придает направленное движение среде вблизи корпуса со скоростью \mathcal{V} . В статье авторами принят обдув по следующим направлениям: перпендикулярно крышке корпуса (рис. 2, а) и параллельно сформированным на крышке ребрами тепловым каналам (рис. 2, б).

Поскольку в статье проводится анализ движения потоков воздуха в различных направлениях, то необходимо учитывать его характер движения. Локальные числа Рейнольдса используются для определения является ли поток ламинарным или турбулентным [5–7]:

$$Re = \frac{\mathcal{V}L}{\nu},$$

где $\mathcal{V}L$ – произведение скорости и длины потока воздуха; ν – коэффициент кинематической вязкости воздуха.

Наружный обдув корпуса предполагает вынужденную конвекцию путем его обтекания охлаждающим воздушным потоком, поэтому:

– при ламинарном движении воздуха критериальное уравнение (1) примет вид [5–7]

$$Nu = 0.664 Re^{0.5} Pr^{1/3} \left(\frac{Pr}{Pr_k} \right)^{0.25},$$

где Pr_k – критерий Прандтля при температуре, равной температуре корпуса;

– при турбулентном движении воздуха, критериальное уравнение (1) примет вид [5–7]

$$Nu = 0.037 Re^{0.8} Pr^{0.43} \left(\frac{Pr}{Pr_k} \right)^{0.25}.$$

После определения характера течения воздуха коэффициент теплоотдачи корпуса с окружающей средой может быть рассчитан по формуле [5–7]

$$\alpha = \frac{Nu \lambda}{h},$$

где Nu – число Нуссельта для воздушной среды при ламинарном или турбулентном течении воздуха; λ – теплопроводность воздуха; h – высота корпуса.

Разработка трехмерных моделей ГК ТС с различной конфигурацией тепловых каналов. Для разработки герметичных корпусов с различными конфигурациями оребрения поверхностей корпуса, авторами в программной среде SolidWorks Flow Simulation было разработано 6 трехмерных моделей различных типов ГК ТС, с идентичными для всех моделей габаритными размерами $100 \times 100 \times 67$ мм и материалом корпуса – алюминием.

Мощность, рассеиваемая процессором, который располагался на печатной плате (материал – стеклотекстолит FR-4) в центре устройства, задавалась равной 10, 15, 20, 25 и 45 Вт (повышенная мощность при высокой нагрузке), что обусловлено тем, что они являются типовыми для сегмента мобильных процессоров, которые чаще всего устанавливаются в ГК ТС. Как пример, к такому классу процессоров можно отнести Intel Core i5-10210U с мощностью от 10 до 25 Вт [8], а в качестве более производительного варианта – Intel Core i5-10200H с мощностью до 45 Вт [9]. На процессор монтировалась медная теплоотводящая пластина размером – $70 \times 60 \times 2.5$ мм.

В качестве эталонного образца (модель № 1) был смоделирован корпус, где его крышка представлена как пластина без оребрения (рис. 3).

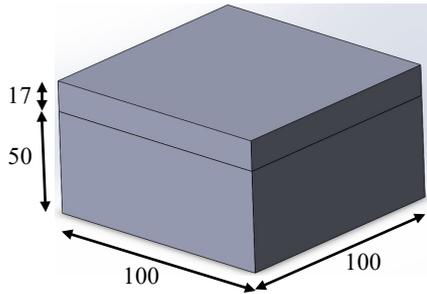


Рис. 3. Внешний вид ГК ТС с крышкой без оребрения (модель № 1)

Fig. 3. Appearance of the device with an unfinned cover (model No. 1)

Данное конструктивное решение является простым, но неэффективным способом охлаждения из-за чрезмерного увеличения размеров пластинчатого радиатора. Поэтому для улучшения теплоотвода от процессора авторами было разработано пять различных моделей оребренных корпусов (рис. 4–8), которые имеют одинаковые размеры ребер и межреберное расстояние.

Вторая модель ГК ТС – модель № 2 –

наиболее распространенная форма оребрения различных поверхностей корпусов, например как у промышленного компьютера (ПК) Asrock iBOX-8365UE (рис. 4, а) [10]. Особенностью конфигурации является то, что тепловые каналы расположены перпендикулярно к основанию (обладают прямоугольной формой) и сплошной протяженностью по всей ширине крышки (рис. 4, б). Геометрические размеры теплового канала с обозначением ширины и высоты ребра, а также межреберного расстояния приведены на рис. 4, в.

У следующей модели – модель №3 – уникальность конфигурации тепловых каналов заключается в том, что реализована их различная комбинация, как, например, у ПК Sparton LPC-835 (рис. 5, а) [11]. В трехмерной модели реализовано симметричное расположение относительно центра крышки двух геометрических форм – прямоугольной трапеции (наименьшее ее основание расположено на крышке ГК

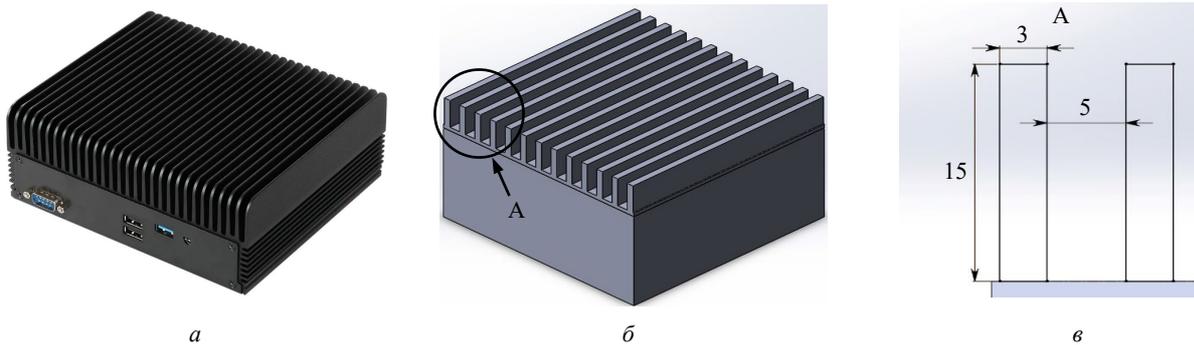


Рис. 4. Внешний вид корпуса ПК Asrock iBOX-8365UE (модель № 2) (а), его упрощенная трехмерная модель (б) и геометрические размеры сформированного теплового канала (в)

Fig. 4. Appearance of the enclosure of IC Asrock iBOX-8365UE (model No. 2) (a), its simplified 3D model (b), and geometric dimensions of the formed thermal channel (c)

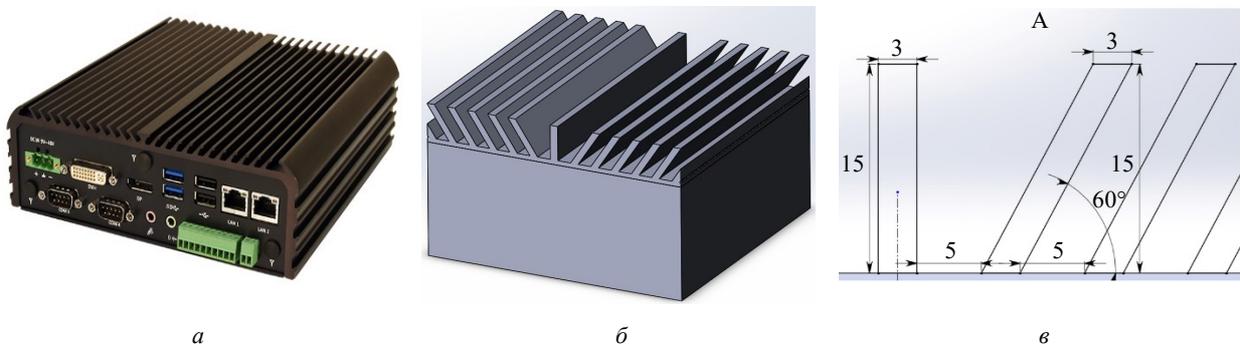


Рис. 5. Внешний вид корпуса ПК Sparton LPC-835 (модель № 3) (а), его упрощенная трехмерная модель (б) и геометрические размеры сформированного теплового канала (в)

Fig. 5. Appearance of the enclosure of IC Sparton LPC-835 (model No. 3) (a), its simplified 3D model (b), and geometric dimensions of the formed thermal channel (c)

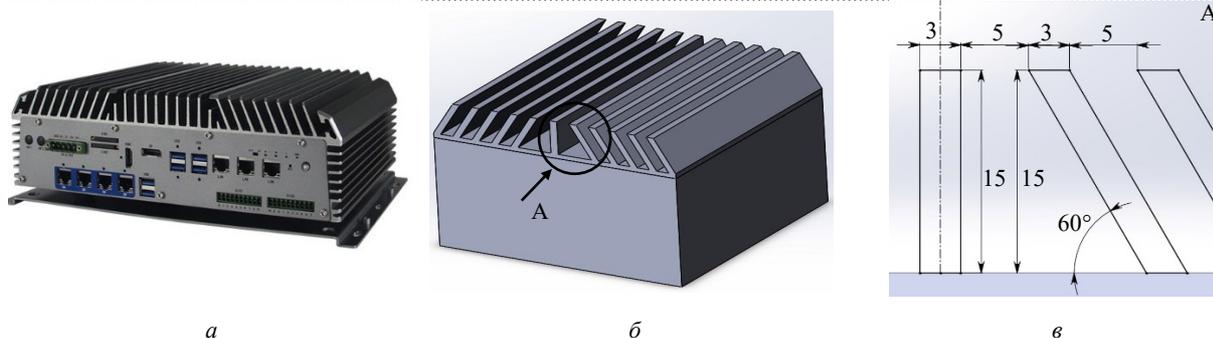


Рис. 6. Внешний вид корпуса ПК AIPC-A3601 (модель № 4) (а), его упрощенная трехмерная модель (б) и геометрические размеры теплового канала (в)

Fig. 6. Appearance of the enclosure of IC AIPC-A3601 (model No. 4) (a), its simplified 3D model (b), and geometric dimensions of the formed thermal channel (c)

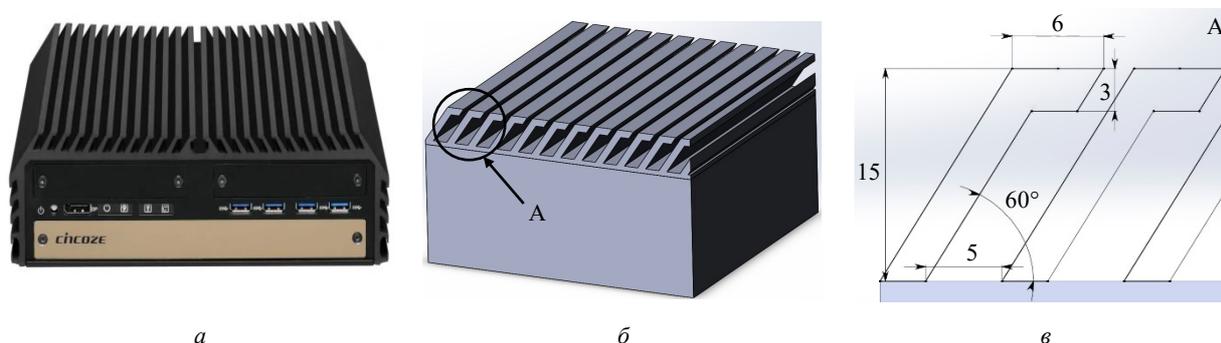


Рис. 7. Внешний вид корпуса ПК Cincoze Dx-1100 (модель № 5) (а), его упрощенная трехмерная модель (б) и геометрические размеры сформированного теплового канала (в)

Fig. 7. The appearance of the enclosure of IC Cincoze Dx-1100 (model No. 5) (a), its simplified 3D model (b), and geometric dimensions of the formed thermal channel (c)

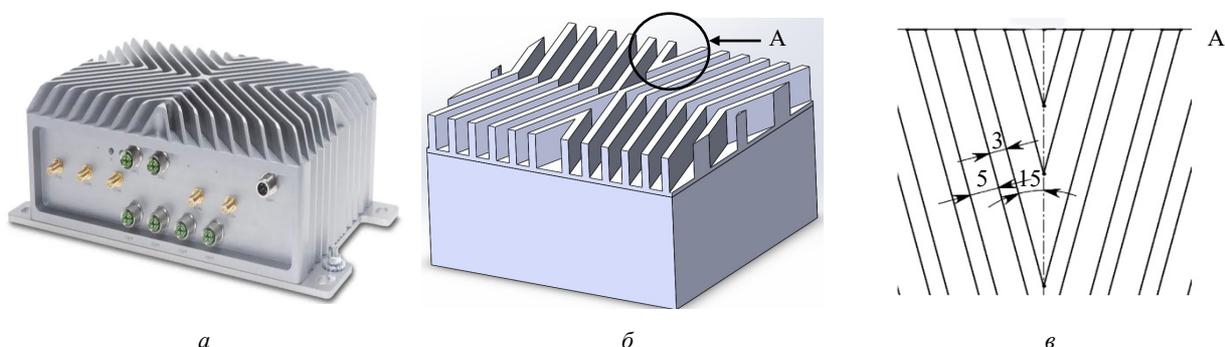


Рис. 8. Внешний вид корпуса ПК Syslogic RSL A3 (модель № 6) (а), его трехмерная модель (б) и геометрические размеры сформированного теплового канала (вид сверху) (в)

Fig. 8. The appearance of the case of the IC Syslogic RSL A3 (model No. 6) (a), his simplified 3D model (b), and geometric dimensions of the formed thermal channel (top view) (c)

ТС) и параллелограмма (большая его сторона наклонена под углом 60° к основанию и направлена от центра) тепловых каналов (рис. 5, б). Их геометрические размеры приведены на рис. 5, в.

Следующая модель – модель № 4 – очень схожа с предыдущей моделью (модель № 3), одним из отличий является то, что наклон ре-

бер реализован в центральную часть крышки, как у ПК AIPC-A3601 (рис. 6, а) [12]. При этом ближайшая к центру геометрическая форма канала – трапеция с расположенным на крышке ГК ТС наибольшим ее основанием и примыкающий тепловой канал в форме параллелограмма, в котором большая его сторона наклонена

под углом 60° к основанию и направлена к центру (рис. 6, б). Их геометрические размеры приведены на рис. 6, в.

В следующей модели – модель № 5 – реализована оригинальная Г-образная форма ребер, как у ПК Cincoze Dx-1100 (рис. 7, а) [13]. Упрощенная трехмерная модель включает в себя ребра, расположенные в одном направлении и под углом 60° к основанию, что уменьшает зазор между соседними ребрами и формируя преграду для конвективного поднятия теплого воздуха от поверхности крышки (рис. 7, б). Их геометрические размеры приведены на рис. 7, в.

В последней модели – "модель № 6" – тепловые каналы имеют Х-образную форму расположения, как у ПК Syslogic RSL A3 (рис. 8, а) [14]. Это делает его более адаптированным к тепловым нагрузкам вследствие различной ориентации тепловых каналов, как у ранее рассмотренных моделей (рис. 8, б). Геометрические размеры ребер приведены на рис. 8, в.

Исходя из усредненного варианта использования ГК ТС, была выбрана температура окружающей среды 20°C ($\approx 293\text{ K}$), что соответствует температуре производственного помещения или рабочего места. В случае активного охлаждения скорость воздушного потока наружного обдува составляла 1.7 м/с [15].

Сформированные ребра высотой 15 мм с толщиной основания 2 мм , показанные в моделях 2–6, эквивалентны по значению высоты неоребренной крышке ГК ТС, приведенной в модели № 1.

Результаты экспериментов по оценке эффективности отведения тепловой энергии

от процессора при пассивном охлаждении ГК ТС. Для разработанных моделей ГК ТС, в которых процессор использовался в качестве источника тепловой энергии, были получены значения температур при увеличении мощности от 10 до 25 Вт с шагом 5 Вт без наружного обдува (рис. 9 и 10). Полученные значения показали, что ребрение корпусов при заданных геометрических ограничениях может справиться с отведением тепловой энергии. Мощность процессора 25 Вт оказалась предельной по причине невозможности его работы при температуре выше 100°C . Это обусловлено тем, что при достижении данной температуры наступит перегрев процессора [8, 9].

Максимальные значения температур при всех рассматриваемых мощностях показала модель корпуса без ребрения (модель № 1). Остальные модели, за исключением модели № 5, показали близкие результаты. Разница в значениях температур между ними составляет $2...3^\circ\text{C}$. Настолько малое расхождение температур между большинством моделей обусловлено сложностью прохождения теплового потока на теплоотводящие элементы ввиду малой площади контакта процессора с теплосъемной пластиной.

При мощности процессора 25 Вт установлено, что наихудшее исполнение ребрения, приведенное в модели № 5, уступило всем остальным и соответствует результатам, максимально приближенным к модели № 1 и равно 101.1°C . В данном варианте использовались наклоненные ребра в виде буквы Г, и именно изгибы уменьшили межреберное расстояние сверху корпуса, из-за чего воздушным потокам было сложнее проходить через данную струк-

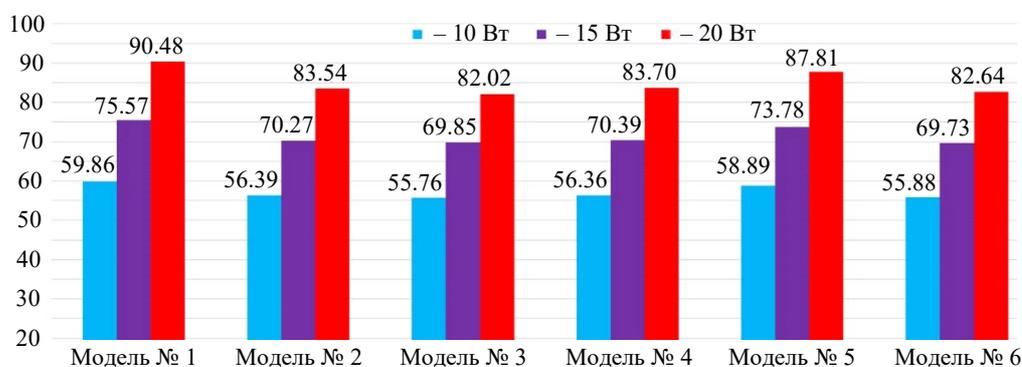


Рис. 9. Результаты моделирования температуры процессора в пассивном режиме охлаждения корпуса

Fig. 9. Simulation results of the processor temperature under passive cooling of the enclosure

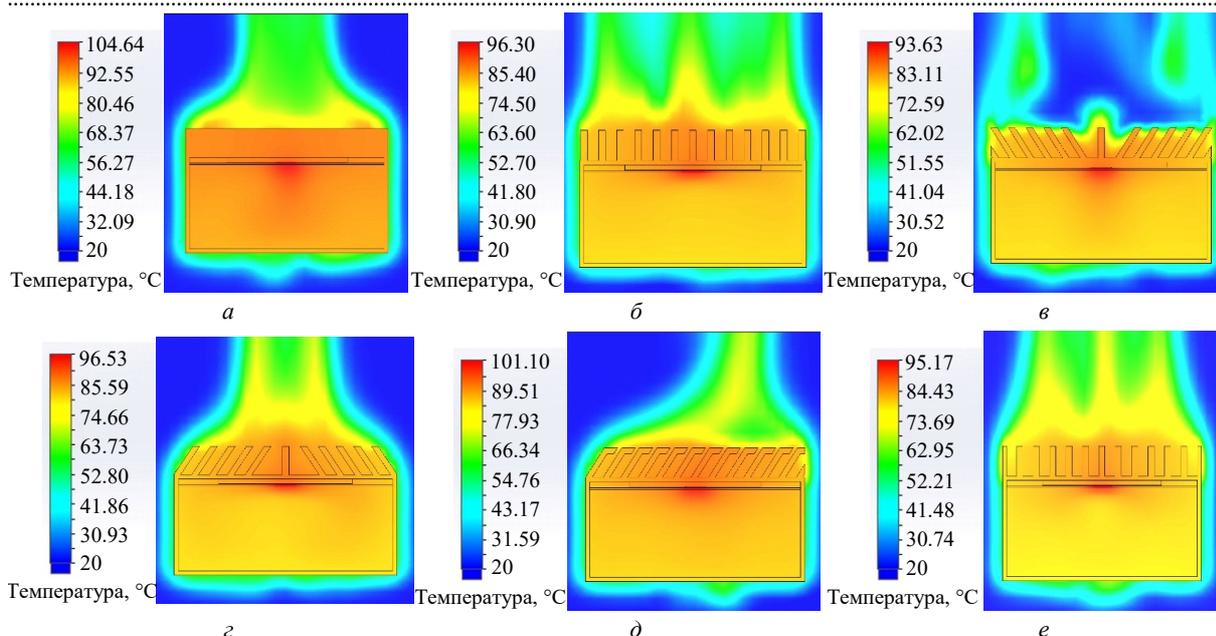


Рис. 10. Температурная картина теплораспределения без обдува при мощности процессора 25 Вт для моделей ГК ТС: а – № 1; б – № 2; в – № 3; г – № 4; д – № 5; е – № 6

Fig. 10. Temperature pattern of heat distribution without blowing at a processor power of 25 W for models: а – No. 1; б – No. 2; в – No. 3; г – No. 4; д – No. 5; е – No. 6

туру в условиях свободной конвекции, что в значительной степени повлияло на эффективность корпуса в пассивном режиме охлаждения. Тепловые картины рассматриваемых моделей ГК ТС приведены на рис. 10.

Полученные в данном эксперименте значения температур свидетельствуют о том, что, хоть лучшими вариантами и стали модели № 3 и 6 (93.63 и 95.17 °C соответственно), значительного прироста в эффективности охлаждения получено не было. Также было установлено, что работа ГК ТС при пассивном режиме охлаждения может использоваться только при мощностях до 25 Вт и в дальнейшем при росте тепловыделения необходимо внешнее принудительное охлаждение для рассеивания большего количества тепла.

Результаты экспериментов по оценке эффективности отведения тепловой энергии от процессора при активном охлаждении ГК ТС. Авторами были проведены эксперименты с применением наружного обдува перпендикулярно и параллельно крышке корпуса при увеличении мощности процессора от 10 до 45 Вт. Результаты приведены в таблице.

Эксперимент при пиковом значении мощности процессора (45 Вт) показал, что активное охлаждение справилось с отведением тепловой

энергии от теплонагруженной области, а именно от процессора, его температура не достигает 100 °C.

При пассивном охлаждении ГК ТС особая конфигурация и расположение ребер под углом в виде буквы Г (модель № 5) не справились с отведением тепловой энергии, но при наличии обдува наблюдается обратная картина. В случае вынужденной конвекции данная модель является оптимальным решением за счет небольшого расстояния сверху корпуса между ребрами (явление микроканальности). Ребра в виде буквы Г имеют большую площадь теплоотдачи по сравнению с классическим исполнением прямых ребер. Суммарно это позволяет данной конфигурации выигрывать у второй по эффективности модели № 6 3.6 °C при обдуве сверху и 5.39 °C у модели № 2 (при обдуве, параллельном тепловым каналам). Остальные варианты исполнения оребрения корпусов имеют близкие по значению температур результаты.

Закключение. Исходя из результатов экспериментов можно сделать вывод, что в пассивном режиме форма и конфигурация ребер не играют критической роли. Что касается наружного обдува, то при воздушных потоках, направленных перпендикулярно и параллельно тепловым каналам, наблюдалась тенденция повторения результатов эффективности охлаждения

Результаты моделирования температуры процессора при разных вариантах наружного обдува
 Simulation results of the processor temperature under different options of external blowing

| Наружный обдув корпуса перпендикулярно тепловым каналам на крышке ГК ТС | | | | | | |
|---|----------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Мощность, Вт | Номер модели корпуса | | | | | |
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| | Температура процессора, °C | | | | | |
| 10 Вт | 38.60 | 31.24 | 31.59 | 31.61 | 30.07 | 30.97 |
| 15 Вт | 47.72 | 36.83 | 36.97 | 37.38 | 35.10 | 36.40 |
| 20 Вт | 57.09 | 42.37 | 42.88 | 43.19 | 40.12 | 41.88 |
| 25 Вт | 66.24 | 47.87 | 48.65 | 49.04 | 45.17 | 47.32 |
| 45 Вт | 104.64 | 69.26 | 70.41 | 72.14 | 65.39 | 68.99 |
| Наружный обдув корпуса параллельно тепловым каналам на крышке ГК ТС | | | | | | |
| Мощность, Вт | Номер модели корпуса | | | | | |
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
| | Температура процессора, °C | | | | | |
| 10 Вт | 36.93 | 33.14 | 33.49 | 33.59 | 31.68 | 33.31 |
| 15 Вт | 45.76 | 39.76 | 40.24 | 40.84 | 37.45 | 39.88 |
| 20 Вт | 55.03 | 46.50 | 47.40 | 48.01 | 43.28 | 45.71 |
| 25 Вт | 61.58 | 53.85 | 53.76 | 54.36 | 49.01 | 52.83 |
| 45 Вт | 91.37 | 77.35 | 80.56 | 81.85 | 71.96 | 80.98 |

ждения. Так, модель № 5 за счет наличия микроканалов и увеличенной площади рассеивания показала наименьшую температуру (при наружном обдуве, перпендикулярном тепловым каналам, и рассеиваемой мощности процессора 45 Вт – 65.39 °C, а при наружном обдуве, параллельном тепловым каналам, и рассеиваемой мощности процессора 45 Вт – 71.96 °C).

Было установлено, что в некоторых случаях конфигурация и форма ребер критически влияют на охлаждение всего устройства в целом, поэтому при проектировании системы охлаждения необходимо использовать ребрение поверхности с учетом оптимизации под планируемое движение воздуха вокруг корпуса в процессе работы устройства. Это обусловлено тем, что воздух сверху корпуса движется перпендикулярно крышке и попадает в каналы охлаждения, через кото-

рые равномерно рассеивается в окружающую среду. При обдуве параллельно тепловым каналам воздушные потоки проходят по горизонтали и не рассеивают избыточную тепловую энергию, производимую процессором.

Установлено, что разность температур процессора при различных способах ребрения корпуса в пассивном режиме охлаждения и мощности 10 Вт составляет 3.13 °C, а при 25 Вт – 7.47 °C; в активном режиме (обдув корпуса перпендикулярно тепловым каналам) – при мощности 10 Вт – 1.54 °C, при 25 Вт – 3.87 °C; при пиковом значении мощности 45 Вт – 6.75 °C; в активном режиме (обдув корпуса параллельно тепловым каналам) – при мощности 10 Вт – 1.91 °C, при 25 Вт – 5.35 °C; при пиковом значении мощности 45 Вт – 9.89 °C.

Авторский вклад

Пискун Геннадий Адамович – анализ эффективности отведения тепла от процессора для каждой рассматриваемой конструкции безвентиляторных герметичных корпусов технических средств, формирование структуры статьи.

Алексеев Виктор Федорович – руководство исследованием по оценке влияния конфигурации и формы внешних ребер безвентиляторных герметичных корпусов технических средств, анализ корректности моделирования.

Степченков Олег Витальевич – постановка задачи исследования, планирование экспериментов и обобщение полученных результатов.

Попов Александр Николаевич – идея разработки трехмерных моделей, анализ результатов моделирования.
Беликов Андрей Николаевич – моделирование конфигурации и формы внешних ребер безвентиляторных герметичных корпусов технических средств.

Рыбаков Дмитрий Григорьевич – построение моделей различных конфигураций безвентиляторных герметичных корпусов технических средств, подготовка материалов к публикации.

Author's contribution

Gennady A. Piskun, analysis of the efficiency of heat removal from the processor for each considered design of fanless sealed cases of technical means, formation of the structure of the article.

Victor F. Alexeev, management of the study to assess the influence of the configuration and shape of the external fins of fanless sealed cases of technical means, analysis of the correctness of the modeling.

Aleh V. Stsepchankou, formulation of the research problem, planning of experiments and discussion of the results obtained.

Aleksandr N. Popov, idea of developing three-dimensional models, analysis of modeling results.

Andrey N. Belikov, modeling the configuration and shape of the external fins of fanless sealed cases of technical means.

Dmitry G. Rybakov, building models of various configurations of fanless sealed enclosures of technical equipment, preparing materials for publication.

Список литературы

1. Моделирование распределения температуры в токоведущих элементах интегральных микросхем в результате воздействия электростатических разрядов / Г. А. Пискун, В. Ф. Алексеев, В. Л. Ланин, В. Г. Левин // Докл. БГУИР. 2014. № 4 (82). С. 16–22.
2. Основы конструирования и технологии радиоэлектронных средств / Г. М. Алдонин, А. М. Алешечкин, М. М. Валиханов, С. П. Желудько, О. А. Трошин. Красноярск: ИПЦ СФУ, 2011. 360 с.
3. The Impact of ESD on Microcontrollers / G. A. Piskun, V. F. Alexeev, S. M. Avakov, V. E. Matyushkov, D. S. Titko / ed. by V. E. Alexeev. Minsk: Kolorgrad, 2018. 184 p.
4. Яновский А. А., Каныгин Я. В. Математическое моделирование и разработка систем охлаждения процессоров персональных компьютеров // Междунар. студенческий науч. вестн. 2015. № 3–4. С. 496–498. URL: <https://eduherald.ru/ru/article/view?id=14148> (дата обращения 10.06.2023).
5. Дульнев Г. Н. Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре. М.: Высш. шк., 1984. 247 с.
6. Критериальные уравнения теплообмена: расчет теплоотдачи в трубах и каналах. URL: <http://thermalinfo.ru/eto-interesno/kriterialnye-uravneniya-teploobmena-raschet-teplootdachi-v-trubah-i-kanalah?ysclid=lisz04evan563077006> (дата обращения 10.06.2023).
7. Numerical Basis of CAD-Embedded CFD. URL: https://www.solidworks.com/sw/docs/flow_basis_of_cad_embedded_cfd_whitepaper.pdf (дата обращения 10.06.2023).
8. Intel® Core™ i5-10210U Processor. URL: <https://ark.intel.com/content/www/us/en/ark/products/195436/intel-core-i510210u-processor-6m-cache-up-to-4-20-ghz.html> (дата обращения 10.06.2023).
9. Intel® Core™ i5-10200H Processor. URL: <https://ark.intel.com/content/www/us/en/ark/products/208016/intel-core-i510200h-processor-8m-cache-up-to-4-10-ghz.html> (дата обращения 10.06.2023).
10. iBOX-8365UE Fanless Embedded BOX PC. URL: <https://www.asrockind.com/en-gb/iBOX-8365UE> (дата обращения 10.06.2023).
11. В мини-ПК Sparton LPC-835 используется процессор Intel Core i5 или i7 с пассивным охлаждением. URL: <https://www.ixbt.com/news/2017/05/02/sparton-lpc-835-intel-core-i5-i7.html> (дата обращения 10.06.2023).
12. AIPC-A3601. URL: <http://www.ask-ia.com.cn/en/products/%e5%b7%a5%e4%b8%9a%e7%94%b5%e8%84%91aipc-a3602> (дата обращения 10.06.2023).
13. DX-1100. URL: https://www.cincoze.com/goods_info.php?id=286 (дата обращения 10.06.2023).
14. AI Vehicle Computer RSL A3 Jetson AGX Xavier. URL: <https://www.syslogic.com/eng/ai-vehicle-computer-rsl-a3-jetson-agx-xavier-113419.shtml?parentPageId=113479> (дата обращения 10.06.2023).
15. Моделирование отведения тепловой энергии от процессоров при помощи кулеров воздушного охлаждения / Г. А. Пискун, В. Ф. Алексеев, А. Н. Беликов, Д. Г. Рыбаков // Докл. БГУИР. 2023. Т. 21, № 4. С. 54–62. doi: 10.35596/1729-7648-2023-21-4-54-62

Информация об авторах

Пискун Геннадий Адамович – кандидат технических наук (2015), доцент (2016) кафедры проектирования информационно-компьютерных систем Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. Автор более 110 научных работ. Сфера научных интересов – воздействие электростатических разрядов на полупроводниковые приборы; методы моделирования и оптимизации параметров радиоэлектронных компонентов, качественно улучшающие их технические характеристики.

Адрес: УО "БГУИР", ул. П. Бровки, д. 6, Минск, 220013, Республика Беларусь

E-mail: piskun@bsuir.by

Алексеев Виктор Федорович – кандидат технических наук (1991), доцент (1992) кафедры проектирования информационно-компьютерных систем Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – тепловая нестационарность полупроводниковых структур и интегральных схем; методы моделирования и их программная реализация; прогнозирование надежности радиоэлектронных средств.

Адрес: УО "БГУИР", ул. П. Бровки, д. 6, Минск, 220013, Республика Беларусь

E-mail: v.alekseev@bsuir.by

<https://orcid.org/0000-0001-7056-6817>

Степченко Олег Витальевич – директор открытого акционерного общества "Научно-исследовательский институт электронных вычислительных машин". Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – разработка специальных ПЭВМ и СВЧ-приборов.

Адрес: ОАО "НИИЭВМ", ул. Богдановича, д. 155, Минск, 220040, Республика Беларусь

E-mail: orion@niievvm.by

Попов Александр Николаевич – кандидат технических наук (1988), ученый секретарь открытого акционерного общества "Научно-исследовательский институт электронных вычислительных машин". Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – моделирование и испытания радиоэлектронных средств; прогнозирование надежности радиоэлектронных средств.

Адрес: ОАО "НИИЭВМ", ул. Богдановича, д. 155, Минск, 220040, Республика Беларусь

E-mail: anp@niievvm.by

Беликов Андрей Николаевич – студент Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – изучение и моделирование процессов теплообмена, протекающих в радиоэлектронных средствах.

Адрес: УО "БГУИР", ул. П. Бровки, д. 6, Минск, 220013, Республика Беларусь

E-mail: andrech1406@gmail.com

Рыбаков Дмитрий Григорьевич – студент Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – изучение и моделирование процессов теплообмена, протекающих в радиоэлектронных средствах.

Адрес: УО "БГУИР", ул. П. Бровки, д. 6, Минск, 220013, Республика Беларусь

E-mail: dmitry_ryb10@mail.ru

References

1. Piskun G. A., Alekseev V. F., Lanin V. L., Levin V. G. Modeling of Temperature Distribution in Current-Carrying Elements of Integrated Circuits as a Result of Exposure to Electrostatic Discharges. Reports of BSUIR. 2014, no. 4 (82), pp. 16–22. (In Russ.)

2. Aldonin, G. M., Aleshechkin A. M., Valikhanov M. M., Zheludko S. P., Tronin O. A. Fundamentals of Design and Technology of Radio-Electronic Means. CPI SibFU, 2011, 360 p. (In Russ.)

3. Piskun G. A., Alexeev V. F., Avakov S. M., Matyushkov V. E., Titko D. S. The Impact of ESD on Microcontrollers. Ed. by V. E. Alexeev. Minsk, Kolorgrad, 2018. 184 p.

4. Yanovsky A. A., Kanygin Y. V. Mathematical Modeling and Development of Cooling Systems for Personal Computer Processors. Intern. Student Scientific Bulletin. 2015, no. 3–4, pp. 496–498. Available at:

<https://eduherald.ru/ru/article/view?id=14148> (accessed 10.06.2023). (In Russ.)

5. Dulnev G. N. Heat and Mass Transfer in Electronic Equipment. Moscow, Higher School, 1984, 247 p. (In Russ.)

6. Criteria Heat Transfer Equations: Calculation of Heat Transfer in Pipes and Channels. Available at: <http://thermalinfo.ru/eto-interesno/kriterialnye-uravneniya-teploobmena-raschet-teplootdachi-v-trubah-i-kanalah?ysclid=lisz04evan563077006> (accessed 10.06.2023).

7. Numerical Basis of CAD-Embedded CFD. Available at: https://www.solidworks.com/sw/docs/flow_basis_of_cad_embedded_cfd_whitepaper.pdf (accessed 10.06.2023).

8. Intel® Core™ i5-10210U Processor. Available at: <https://ark.intel.com/content/www/us/en/ark/products/>

195436/intel-core-i510210u-processor-6m-cache-up-to-4-20-ghz.html (accessed 10.06.2023).

9. Intel® Core™ i5-10200H Processor. Available at: <https://ark.intel.com/content/www/us/en/ark/products/208016/intel-core-i510200h-processor-8m-cache-up-to-4-10-ghz.html> (accessed 10.06.2023).

10. iBOX-8365UE Fanless Embedded BOX PC. Available at: <https://www.asrockind.com/en-gb/iBOX-8365UE> (accessed 10.06.2023).

11. The Sparton LPC-835 Mini-PC Uses an Intel Core i5 or i7 Processor with Passive Cooling. Available at: <https://www.ixbt.com/news/2017/05/02/sparton-lpc-835-intel-core-i5-i7.html> (accessed 10.06.2023). (In Russ.)

12. AIPC-A3601. Available at: <http://www.ask-ia.com.cn/en/products/%e5%b7%a5%e4%b8%9a%e7%94%b5%e8%84%91aipc-a3602> (accessed 10.06.2023).

13. DX-1100. Available at: https://www.cincoze.com/goods_info.php?id=286 (accessed 10.06.2023).

14. AI Vehicle Computer RSL A3 (Jetson AGX Xavier). Available at: <https://www.syslogic.com/eng/ai-vehicle-computer-rsl-a3-jetson-agx-xavier-113419.shtml?parentPageId=113479> (accessed 10.06.2023).

15. Piskun G. A., Alexeev V. F., Belikov A. N., Rybakov D. G. Simulation of Thermal Energy Removal from Processors Using Air Coolers. Doklady BGUIR. 2023, vol. 21, iss. 4, pp. 54–62. doi: 10.35596/1729-7648-2023-21-4-54-62. (In Russ.)

Information about the authors

Gennady A. Piskun, Cand. Sci. (Eng.) (2015), Associate Professor (2016) of the Department of Design of Information and Computer Systems of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. The author more than 110 scientific publications. Area of expertise: the impact of electrostatic discharges on semiconductor devices; methods for modeling and optimizing the parameters of radio-electronic components that qualitatively improve their technical characteristics.

Address: BSUIR, 6, P. Brovki St., Minsk 220013, Republic of Belarus

E-mail: piskun@bsuir.by

Victor F. Alexeev, Cand. Sci. (Eng.) (1991), Associate Professor (1992) of the Department of Design of Information and Computer Systems of Belarusian State University of Informatics and Radio Electronics. The author more than 300 scientific publications. Area of expertise: thermal nonstationarity of semiconductor structures and integrated circuits; modeling methods and their software implementation; predicting the reliability of radio-electronic equipment.

Address: BSUIR, 6, P. Brovki St., Minsk 220013, Republic of Belarus

E-mail: v.alekseev@bsuir.by

<https://orcid.org/0000-0001-7056-6817>

Aleh V. Stsephankou, Director of the open joint-stock company "Research Institute of Electronic Computers". The author more than 20 scientific publications. Area of expertise: development of special PCs and microwave devices.

Address: OJSC "NIIEVM", 155, Bogdanovicha St., Minsk 220040, Republic of Belarus

E-mail: orion@niievm.by

Aleksandr N. Popov, Cand. Sci. (Eng.) (1988), Scientific secretary of the Open Joint-Stock Company "Research Institute of Electronic Computers". The author more than 50 scientific publications. Area of expertise: modeling and testing of radio-electronic equipment; forecasting the reliability of radio-electronic equipment.

Address: OJSC "NIIEVM", 155, Bogdanovicha St., Minsk 220040, Republic of Belarus

E-mail: anp@niievm.by

Andrey N. Belikov, Student of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: modeling of thermal processes occurring in the radioelectronics devices.

Address: BSUIR, 6, P. Brovki St., Minsk 220013, Republic of Belarus

E-mail: andrech1406@gmail.com

Dmitry G. Rybakov, Student of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: modeling of thermal processes occurring in the radioelectronics devices.

Address: BSUIR, 6, P. Brovki St., Minsk 220013, Republic of Belarus

E-mail: dmitry_ryb10@mail.ru

Алгоритм распознавания малоразмерных воздушных целей по траекторным признакам в полуактивной РЛС

Дао Ван Лук^{1✉}, А. А. Коновалов², Ле Минь Хоанг¹

¹Государственный технический институт им. Ле Куи Дона, Ханой, Вьетнам

²НИИ "Прогноз", Санкт-Петербург, Россия

✉ daolucvtl01@gmail.com

Аннотация

Введение. В последние несколько лет бурное развитие и широкое применение беспилотных воздушных средств (БВС) для решения самых разных задач формирует и новые угрозы. Особую значимость приобретает проблема обеспечения безопасности, особенно в зоне критически важных охраняемых объектов или в местах со сложной орнитологической обстановкой (аэропорты, объекты ветроэнергетики). В связи с этим возрастает актуальность обнаружения малоразмерных воздушных целей, распознавания их типа и степени опасности. В данной статье приведен алгоритм распознавания воздушных целей по траекторным признакам на основе технологии искусственного интеллекта. Представлены результаты сравнительного анализа качества методов классификации БВС и птиц на основе их траекторных признаков.

Цель работы. Разработка алгоритма распознавания малоразмерных воздушных целей по траекторным признакам на основе методов машинного обучения. Реализация и оценка качества методов принятия решения в заданной задаче распознавания.

Материалы и методы. Используются экспериментальные данные траекторий БВС и птиц, полученные в полуактивной радиолокационной системе (РЛС). Рассчитаны траекторные параметры целей, их статистические характеристики, сформирован набор признаков для распознавания. С помощью пакета MATLAB разработана программа для реализации алгоритма распознавания и анализа качества методов принятия решения.

Результаты. Представлен алгоритм распознавания воздушных целей на основе технологии искусственного интеллекта. Проведен сравнительный анализ шести наиболее распространенных методов распознавания на основе машинного обучения (наивный байесовский метод, решающие деревья, метод k -ближайших соседей, нейросетевой алгоритм распознавания, метод опорных векторов, метод случайных лесов), который показал, что в условиях данной задачи наиболее эффективными являются метод k -ближайших соседей и метод опорных векторов.

Заключение. Полученные результаты свидетельствуют о том, что предложенные методы позволяют определить класс целей по набору отметок их траекторий. Дальнейшие исследования будут направлены на разработку и реализацию алгоритма распознавания в реальном времени.

Ключевые слова: радиолокационное распознавание, алгоритм распознавания, машинное обучение, малые БВС, траекторные признаки, полуактивная РЛС

Для цитирования: Дао Ван Лук, Коновалов А. А., Ле Минь Хоанг. Алгоритм распознавания малоразмерных воздушных целей по траекторным признакам в полуактивной РЛС // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 5. С. 76–88. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-76-88

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 26.09.2023; принята к публикации после рецензирования 30.10.2023; опубликована онлайн 29.11.2023

Algorithm for Recognition of Small Air Targets by Trajectory Features in Passive Bistatic Radar

Dao Van Luc^{1✉}, Aleksandr A. Konovalov², Le Minh Hoang¹

¹Le Quy Don Technical University, Ha Noi, Viet Nam

²Research Institute "Prognoz", St Petersburg, Russia

✉ lehoang.navy@gmail.com

Abstract

Introduction. In the past few years, the rapid development and widespread use of unmanned aerial vehicles (UAVs) for solving a variety of tasks has created new threats. The problem of ensuring the safety of protected objects, especially in the area of critically important objects or in places with difficult ornithological conditions (airports, wind power facilities), is of particular importance. In this regard, the issue of detecting small air targets and recognizing their type and degree of danger is acquiring greater importance. This paper presents an algorithm for recognizing air targets based on artificial intelligence technology. The results of a comparative analysis of decision-making methods for recognizing small UAVs and birds based on their trajectory features are presented. The results obtained can be used in the development of systems for recognizing classes of small airborne targets in existing and future radar stations.

Aim. Development of an algorithm for recognizing small air targets by trajectory features based on machine learning. Implementation and evaluation of the quality of decision-making methods in a given recognition problem.

Materials and methods. Experimental data on the trajectories of UAVs and birds obtained in a passive bistatic radar system are used. The trajectory parameters of the targets and their statistical characteristics are calculated; a set of features for recognition is formed. Using the MATLAB software package, a program for implementing the recognition algorithm and analyzing the quality of decision-making methods was developed.

Results. An algorithm for recognizing air targets based on artificial intelligence technology is presented. A comparative analysis of the six most common recognition methods based on machine learning (Naïve Bayes, decision trees, k -nearest neighbors, neural network recognition algorithm, support vector machine, random forests) was carried out, which showed that, under the conditions of this problem, the most effective are k -nearest neighbor method and support vector machine.

Conclusion. The presented methods can be used to directly determine the class of targets from a set of marks of their trajectories. Further research will be aimed at developing and implementing a real-time recognition algorithm.

Keywords: radar target recognition, recognition algorithm, machine learning, small UAVs, trajectory features, passive bistatic radar

For citation: Dao Van Luc, Konovalov A. A., Le Minh Hoang. Algorithm for Recognition of Small Air Targets by Trajectory Features in Passive Bistatic Radar. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 5, pp. 76–88. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-76-88

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

Submitted 26.09.2023; accepted 30.10.2023; published online 29.11.2023

Введение. При разработке современных радиолокационных систем особое внимание уделяется обнаружению и распознаванию малоразмерных воздушных целей, таких, как беспилотные воздушные суда (БВС). БВС находят все большее применение в сферах жизнедеятельности человека. Они широко используются для наблюдения за ростом посевов, оперативной доставки грузов даже в труднодоступные участки, отслеживания речных заторов, дорожных

пробок, спасения пострадавших и ликвидации последствий стихийных бедствий, для прогнозирования чрезвычайных ситуаций и постоянного мониторинга потенциально опасных районов и т. д. В военном деле многороторные БВС могут использоваться для разведки и слежения за наземными целями, перехвата воздушных целей, управления огнем и целеуказания, нести забрасываемые передатчики помех или вооружение для атаки целей самостоятельно.

Алгоритм распознавания малоразмерных воздушных целей по траекторным признакам в полуактивной РЛС

Algorithm for Recognition of Small Air Targets by Trajectory Features in Passive Bistatic Radar

Однако технический прогресс в области подобных разработок имеет и другую сторону – за последние несколько лет существенно возросла опасность причинения вреда с применением БВС, например появление БВС-нарушителя на взлетно-посадочной полосе, террористические атаки БВС по объектам инфраструктуры. С использованием беспилотных средств совершившие их лица смогли причинить потерпевшим большие финансовые убытки, нанести потери стратегическим объектам [1–3].

Таким образом, все вышеперечисленное делает задачу обнаружения и противодействия БВС актуальной и насущной. Способы противодействия угрозам БВС классифицируют следующим образом [4]:

- превентивно-профилактические ограничения на полеты БВС;
- обнаружение и распознавание (или идентификация) БВС;
- локализация беспилотного аппарата и его оператора;
- нейтрализация (прекращение функционирования) беспилотного аппарата.

Для мониторинга воздушного пространства, обнаружения и распознавания таких малых целей предпочтительным и эффективным средством являются радиолокационные системы (РЛС). В настоящее время особое внимание уделяется полуактивным РЛС, которые имеют ряд преимуществ, обусловленных отсутствием собственного передатчика, а именно: экономичность, высокая скрытность, отсутствие помех другим радиотехническим устройствам.

В настоящее время исследования в области распознавания малоразмерных целей фокусируются в основном на анализе сигнальных признаков (например, микроплеровских характеристик). Однако использование этих признаков во многих случаях оказывается неэффективным [5–7]. По этой причине анализ траекторных признаков представляется полезным альтернативным подходом, который можно интегрировать с анализом сигнальных признаков. При распознавании воздушных целей могут быть использованы такие траекторные признаки, как высота полета, скорость, ускорение, курс, скорость поворота, рывок [8].

В данной статье приведены результаты разработки алгоритма распознавания малоразмерных целей с применением технологии искусственного интеллекта. Предлагаемый алгоритм осуществляет классификацию БВС и птиц на основе траекторных признаков. Проведена оценка качества методов принятия решения при распознавании малоразмерных воздушных целей.

Материалы и методы исследований.

В данном исследовании используются экспериментальные данные в виде траекторий, записанных полуактивной РЛС. На рис. 1 и 2 приведены примеры траекторий птицы и БВС в прямоугольной системе координат.

Блок-схема алгоритма распознавания малозаметных радиолокационных целей (РЛЦ) по траекторным признакам показана на рис. 3.

Принцип работы алгоритма заключается в следующем. Входной информацией алгоритма являются первичные отметки, сформированные устройством обнаружения. Они подвергаются предварительной обработке в ходе траекторного сопровождения (обнаружение траектории, отождествление, фильтрация), результатом которой являются траектории объектов, свобод-

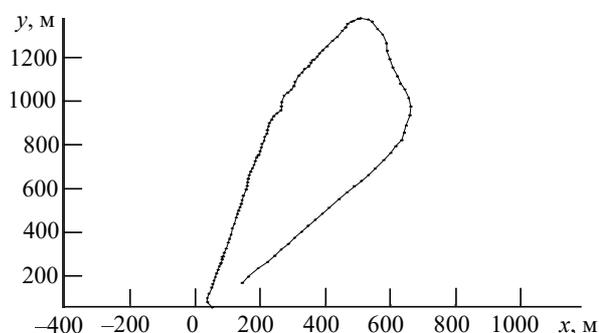


Рис. 1. Траектория полета БВС

Fig. 1. UAV trajectory

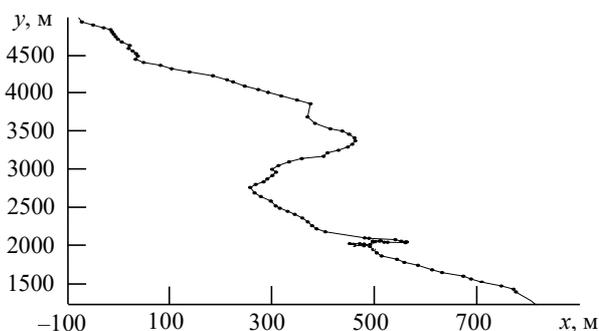


Рис. 2. Траектория полета птицы

Fig. 2. Bird trajectory

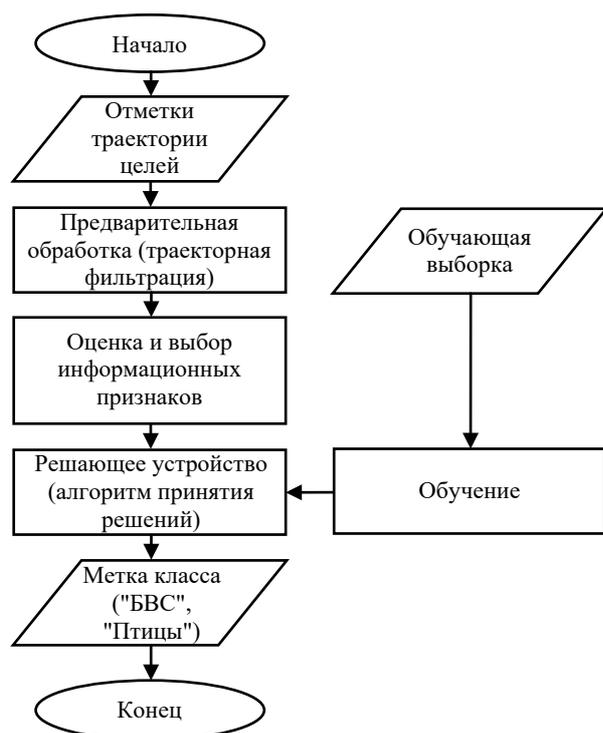


Рис. 3. Блок-схема алгоритма распознавания малоразмерных целей по траекторным признакам

Fig. 3. A block diagram of the recognition algorithm for small targets by trajectory features

ные от ложных наблюдений и имеющие уточненные значения вектора состояния. После этого выполняется оценка информационных признаков, на основе значений которых решающее устройство, являющееся алгоритмом принятия окончательного решения, относит объект к одному из двух возможных классов. Результат его работы – метка класса, присвоенная данной траектории.

Предварительная траекторная обработка. Состояние движущегося объекта описывается набором параметров, образующих вектор состояния: координаты, скорость, ускорение и т. д. В ходе траекторной обработки решаются следующие задачи: обнаружение траектории, отождествление измерений с траекториями, фильтрация, сброс траектории. В простейшем случае, когда существует точная информация о принадлежности каждой отметки к одной из истинных целей, траекторная обработка сводится к фильтрации параметров траекторий [9].

Траекторная фильтрация необходима для исключения выбросов и ошибок измерения, обеспечивает сглаживание траектории. В данном исследовании применен фильтр Калмана, в

котором модели состояния и наблюдения описываются так:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= F_k \mathbf{x}_k + \mathbf{w}_k; \\ \mathbf{z}_k &= H_k \mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k, \end{aligned}$$

где \mathbf{x} – вектор состояния; F – переходная матрица; \mathbf{w} – шум процесса; \mathbf{z} – вектор измерения; H – матрица наблюдения; \mathbf{v} – шум измерения с ковариационной матрицей R .

Результирующая оценка вектора состояния $\hat{\mathbf{x}}_k$ и ее ковариационная матрица P_k на k -м шаге вычисляются следующим образом:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_k &= \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}^k + K_k (\mathbf{z}_k - H_k \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}); \\ P_k &= (I - K_k H_k) P_{k|k-1}, \end{aligned}$$

где $\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}^k$ и $P_{k|k-1}$ – экстраполированная оценка вектора состояния и ее ковариация; $K_k = P_k H_k^T R_k^{-1}$ – матричный коэффициент усиления фильтра Калмана (t – символ транспонирования); I – единичная матрица.

Оценка признаков распознавания. Поведение БВС во время полета мотивировано выполнением поставленных перед ними конкретных задач, таких, как, например, наблюдение или доставка. Поэтому режим полета БВС зависит от сочетания способа выполнения задачи и действия оператора по управлению. Напротив, птицы обладают сознательным поведением, которое тесно связано с их привычками и различается у разных видов. Например, у перелетных и местных птиц есть явные различия в поведении. Птицы одного и того же вида также могут проявлять различные варианты маневрирования при охоте за пищей, поиске ночлега и т. д. Таким образом, учитывая большое количество видов и их разнообразные повадки, у птиц может наблюдаться гораздо больше способов поведения, чем у БВС.

С точки зрения механизма полета, все части БВС жестко связаны между собой, его движение будет достаточно стабильным. Напротив, движение птиц, обусловленное взмахами крыльев, жестким не является. Птицы осуществляют маневры, регулируя положение и характер взмахов крыльев. Аэродинамика доминирует в маневрировании птиц и обычно сложнее, чем у БВС из-за их нежесткости.

Следовательно, даже если птицы и БВС имеют одинаковую скорость полета, из-за присущих им различий в механике полета и поведения статистические значения некоторых траекторных параметров могут различаться. Поскольку птица – живое существо, характеристики ее движения более случайны, интенсивность и диапазон изменения параметров полета птицы будут больше.

Исследование особенностей различных траекторных признаков позволило предложить следующую совокупность параметров для использования при распознавании БВС и птиц [10]:

– средняя скорость цели v_c и ее СКО σ_v :

$$v_c = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N v_k;$$

$$\sigma_v = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{k=1}^N (v_k - v_c)^2},$$

где $v_k = \sqrt{v_{x(k)}^2 + v_{y(k)}^2}$ – модуль скорости; $v_{x(k)} = \frac{x_k - x_{k-1}}{\Delta t_k}$; $v_{y(k)} = \frac{y_k - y_{k-1}}{\Delta t_k}$; $[x_k, y_k]$ – вектор координат цели; Δt_k – время между двумя отметками на k -м и $(k-1)$ -м шагах оценивания;

– среднее ускорение a_c и его СКО:

$$a_c = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N a_k;$$

$$\sigma_a = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{k=1}^N (a_k - a_c)^2}.$$

Здесь $a_k = \sqrt{a_{x(k)}^2 + a_{y(k)}^2}$ – модуль ускорения на k -м шаге оценивания; $a_{x(k)}$, $a_{y(k)}$ вычитаются по вектору скорости;

– курс φ и его СКО:

$$\varphi'_k = \text{tg}^{-1} [v_{x(k)} / v_{y(k)}];$$

$$\varphi_k = \begin{cases} \varphi'_k + 360^\circ, & \text{если } \varphi'_k - \varphi'_{k-1} > 180^\circ; \\ \varphi'_k - 360^\circ, & \text{если } \varphi'_k - \varphi'_{k-1} < -180^\circ; \\ \varphi'_k, & \text{если } -180^\circ < \varphi'_k - \varphi'_{k-1} < 180^\circ, \end{cases}$$

тогда СКО курса φ : $\sigma_\varphi = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{k=1}^N (\varphi_k - \varphi_c)^2}$;

– средняя угловая скорость поворота ω_c и ее СКО:

$$\omega_c = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \omega_k;$$

$$\sigma_\omega = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{k=1}^N (\omega_k - \omega_c)^2}.$$

Здесь ω_k – угловая скорость поворота на k -м шаге оценивания.

Алгоритмы принятия решения. Для решения поставленной задачи существует множество алгоритмов классификации, таких, как байесовский алгоритм; дерево решений; метод k -ближайших соседей; метод случайного леса; метод опорных векторов; нейросетевой алгоритм [11].

Алгоритмы на основе байесовского подхода. Для применения байесовского метода необходимо знать распределения вероятностей используемых информативных признаков. Рассмотрим частный случай байесовского подхода к принятию решений на примере, в котором некоторый признак X используется в качестве информативного признака в задаче распознавания двух классов A и B . Априорные вероятности принадлежности цели к этим классам обозначим как $P(A)$ и $P(B)$, тогда $P(A) + P(B) = 1$, так как в примере рассматривается только два возможных класса целей. Плотности распределения вероятностей оценки признака целей классов A и B $p(X|A)$ и $p(X|B)$ показаны на рис. 4.

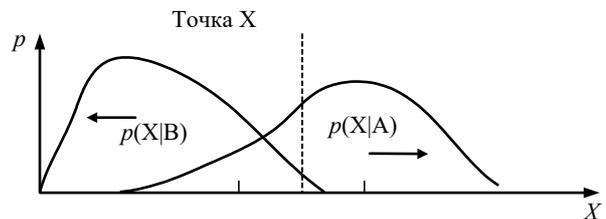


Рис. 4. Плотности распределения вероятностей оценки информативного признака целей двух классов
 Fig. 4. Probability distribution densities for estimating the informative feature of targets of two classes

Используется теорема Байеса для вычисления и обновления апостериорных вероятностей принадлежности цели к классам A и B :

$$P(A|X) = \frac{p(X|A)P(A)}{p(X|A)P(A) + p(X|B)P(B)};$$

$$P(B|X) = \frac{p(X|B)P(B)}{p(X|A)P(A) + p(X|B)P(B)}.$$

Для принятия решения наиболее часто применяется критерий максимума апостериорной вероятности.

Дерево решений – это структурированное иерархическое дерево, включающее в себя элементы двух типов – узлы (node) и листья (leafs). Дерево решений используется для классификации объектов на основе последовательности правил. Узлы содержат правила принятия решений и примеры проверки на соответствие выбранному атрибуту обучающего набора. Лист определяет метку класса для каждого поступающего в него объекта.

Дерево решений – простой и популярный алгоритм, который нашел широкое применение благодаря следующим своим достоинствам:

- модель генерирует правила, которые легко понять исследователю, создавая набор правил, где каждая листовая ветвь является правилом дерева;
- в алгоритме не требуется нормализация или создание фиктивных переменных;
- может работать как с числовыми, так и с категориальными и с большими данными;
- модель можно проверить с помощью статистических тестов.

На данный момент существует много алгоритмов генерации деревьев, таких, как CART; CHAID; ID3; C4.5; C5.0 и т. д. В каждом алгоритме построения критерии, рассматриваемые для выбора наилучшего признака, обеспечивающего лучшее разделение, могут быть разными. Например, алгоритм CART использует индекс примесей Джини для определения наилучшего признака, обеспечивающего наилучшее разделение. Аналогично, ID3 и C4.5 используют прирост информации (выбор признака, для которого энтропия минимальна, а информационная выгода максимальна). Значение информационной энтропии вычисляется по формуле

$$H = - \sum_{k=1}^n \frac{N_k}{N} \log_2 \left(\frac{N_k}{N} \right),$$

где N_k – число объектов k -го класса; N – общее число объектов в подмножестве; n – число классов в исходном подмножестве.

В данной статье используется алгоритм генерации CART. Чтобы построить дерево решений, следует рассчитать индекс Джини для каждого признака. Индекс Джини используется для определения степени разделения дерева решений. Этот индекс используется для измерения и оценки того, является ли разделение в узле условия хорошим или нет. Он основан на возведении в квадрат вероятностей членства для каждой целевой категории в узле. Его значение приближается к минимуму (нулю), когда каждый экземпляр узла попадает в одну целевую категорию. Формула для расчета индекса Джини имеет вид [11, 12]

$$\text{Gini}(Q) = 1 - \sum_{i=1}^n p_i^2,$$

где Q – результирующее множество; n – число классов в нем; p_i – вероятность i -го класса. Лучшим разбиением будет то, у которого минимальное значение индекса Джини.

Метод k -ближайших соседей. Метод k -ближайших соседей (англ. k -Nearest Neighbors Algorithm – KNN) – широко известный традиционный метод со статистическим подходом. При необходимости распознавания нового объекта алгоритм определяет расстояние (может применять формулы расстояния) всех объектов относительно этого объекта, чтобы найти k -ближайших объектов, так называемых k -ближайших соседей, а затем использовать эти расстояния для взвешивания всех классов. Вес класса представляет собой сумму всех указанных выше расстояний объектов в k -соседях, имеющих одну и ту же метку данного класса. Затем классы будут отсортированы по уменьшению значению веса, класс с самым высоким весом будет выбран в качестве результата. В статье используется метрика Минковского, число ближайших соседей равно 5 [13, 14].

Метод опорных векторов (англ. Support Vector Machine – SVM). Метод опорных векторов – это семейство методов, основанных на функциях ядра для минимизации риска оценки. Основная идея этого алгоритма заключается в том, что при наличии обучающего набора, представленного в векторном пространстве, где каждый объект является точкой, находится плоскость решения, которая может наилучшим

образом разделить точки в пространстве на 2 отдельных слоя. Разделяющая классы функция представляет собой разделяющую гиперплоскость. Качество этой гиперплоскости определяется расстоянием (называемым границей) ближайшей точки данных каждого слоя от этой плоскости. Чем больше граничное расстояние, тем лучше плоскость принятия решения и тем точнее классификация. Цель алгоритма SVM – найти наибольшее граничное расстояние [12, 15]. В работе используется радиальная основная функция в качестве разделяющей гиперплоскости.

Нейросетевой алгоритм распознавания. Применение нейросетевого алгоритма является одним из наиболее перспективных путей для решения задачи распознавания РЛЦ. Искусственная нейронная сеть, часто сокращаемая до нейронной сети, – это вычислительная модель, построенная на основе биологических нейронных сетей. Нейронные сети различаются числом слоев, функцией активации, алгоритмом обучения.

Одной из самых первых и популярных искусственных нейронных сетей является сеть, построенная на многослойном перцептроне (англ. Multilayer Perceptron – MLP), которая позволяет распознавать объект в соответствии с предварительным обучением сети [11]. Нейронная сеть состоит из нескольких слоев, которые подразделяются на 3 типа: входной слой (представляет входные данные), выходной слой (выполняет задачу распознавания) и скрытый слой, представляющий процесс обработки информации и вывода в сети. Он будет получать входную информацию на входе и возвращать результаты на выходе через функцию активации. В процессе обучения MLP автоматически извлекают признаки, определяют их важность и выстраивают связи между ними. На рис. 5 показана структура типичного многослойного перцептрона.

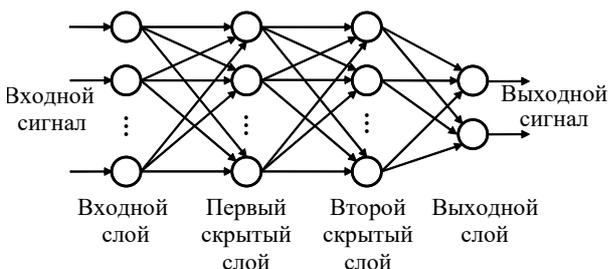


Рис. 5. Структура типичного многослойного перцептрона
Fig. 5. Structure of a typical multilayer perceptron

В данной статье применяется MLP, состоящий из трех скрытых слоев со 100 нейронами в каждом, для активации используется сигмовидная функция.

Метод случайного леса. Термином "случайный лес" (Random Forest) определяют семейство методов машинного обучения, включающее различные алгоритмы для создания набора деревьев решений, такие, как алгоритм леса Бреймана. Суть алгоритма случайного леса заключается в том, что он может комбинировать несколько деревьев решений вместо того, чтобы принимать выбор на основе решения одного дерева. Таким образом, метод случайного леса может уменьшить ошибку и улучшить производительность прогнозирования. Этапы обучения включают построение набора деревьев решений, каждое из которых основано на "начальном" подмножестве из исходного обучающего набора, т. е. используя принцип упаковки, и метод индукции дерева, называемый случайным деревом. Такой алгоритм индукции обычно основан на алгоритмах дерева классификации и регрессии. Метод случайного леса включает в себя следующие этапы [16, 17]:

1. Для $i = 1, 2, \dots, N$ (здесь N – количество деревьев в ансамбле): сформировать бутстреп-выборку S размера l по исходной обучающей выборке D , по бутстреп-выборке S индуцировать неусеченное дерево решений T_i . После выполнения первого этапа получаем набор деревьев решений $\{T_i\}_1^N$.

2. Предсказание новых наблюдений выполнять следующим образом: пусть $k_i(x) \in \{k_1, k_2, \dots, k_n\}$ – класс, предсказанный деревом решений T_i , т. е. $T_i(x) = k_i(x)$; тогда $k_{rf}^N(x)$ – класс большинства голосов во множестве $\{k_b(x)\}_1^N$.

Метод случайного леса позволяет осуществлять параллельное обучение на основе нескольких деревьев решений, которые построены случайным образом и обучены с использованием множества подмножеств, содержащих разные выборки. Каждое дерево в лесу обучается подмножеством со случайно распределенными данными по принципу бэггинга, а

также имеет случайные признаки. Окончательные результаты представляют собой среднее значение каждого дерева решений для задачи регрессии или определяются по результату большинства для задачи классификации данных.

Метрики оценки качества распознавания. Первым критерием качества является аккуратность (accuracy) – доля правильно классифицированных объектов [12, 18]:

$$A = \frac{TP + TN}{TP + FP + TN + FN},$$

где TP – число целей, для которых алгоритм принятия решения верно определил принадлежность к текущему классу; TN – число целей, для которых алгоритм принятия решения верно определил, что они не принадлежат к текущему классу; FP – ложно-положительные решения; FN – ложно-отрицательные решения.

Для оценки качества работы алгоритма на каждом из классов по отдельности введем метрики *точность* и *полнота*:

– точность (precision) рассчитывается по следующей формуле:

$$P = \frac{TP}{TP + FP};$$

– полнота (recall):

$$R = \frac{TP}{TP + FN}.$$

Результаты и их обсуждение. Экспериментальные расчеты проводились на ПК с процессором Intel Core i5-9400H, 8 Гбайт. Выбран язык программирования MATLAB, так как в библиотеке среды MATLAB поддерживается множество функций для технологии искусственного интеллекта. Разработанная программа позволяет анализировать качество методов распознавания траекторий малоразмерных воздушных объектов.

Результат сравнительного анализа качества распознавания целей различными алгоритмами принятия решения
Accuracy comparison for recognition algorithms of small targets by trajectory features

| Классификатор | Метрика | | |
|-----------------------------------|----------------------------|-------------------------|---------------------|
| | Аккуратность (Accuracy), % | Точность (Precision), % | Полнота (Recall), % |
| Наивный байесовский алгоритм | 93.0 | 78.6 | 98.2 |
| Решающие деревья (CART) | 95.6 | 92.6 | 89.3 |
| Метод <i>k</i> -ближайших соседей | 97.9 | 94.7 | 96.4 |
| Метод опорных векторов (SVM) | 97.9 | 94.7 | 96.4 |
| Многослойный перцептрон | 96.1 | 92.7 | 91.7 |
| Метод случайных лесов | 97.4 | 94.6 | 94.6 |

Результат сравнения качества распознавания целей при использовании различных методов представлен в таблице.

Каждый метод строится и рассчитывается на обучающей выборке, затем на тестовой выборке оценивается качество классификации. Обучающая выборка включает в себя 283 участка траекторий; тестовая выборка – 229 участков.

Траекторные признаки, используемые в качестве входных данных для методов распознавания: средняя скорость, среднее ускорение, курса, средняя скорость поворота, и их среднеквадратические отклонения. На рис. 6 показан график СКО скорости и курса в качестве признака распознавания.

На рис. 7 приведена матрица ошибок при распознавании БВС и птиц разными методами принятия решения.

На практике для оценки качества метода распознавания помимо критериев точности, также важны критерии времени расчета и времени принятия решения. На рис. 8 приведено сравнение времени обучения и принятия решения для разных методов распознавания.

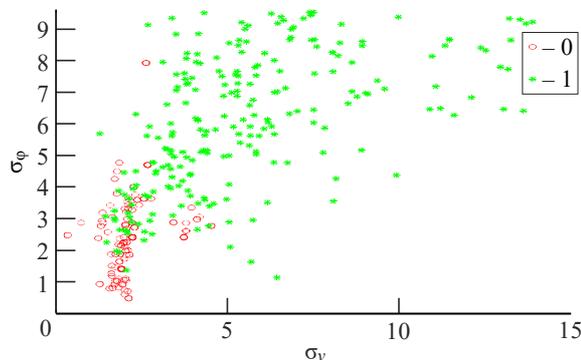


Рис. 6. СКО скорости и СКО курса в качестве признака распознавания (класс 1: птицы, класс 0: БВС)

Fig. 6. RMS of speed and heading as recognition features (class 1: birds, class 0: UAV)

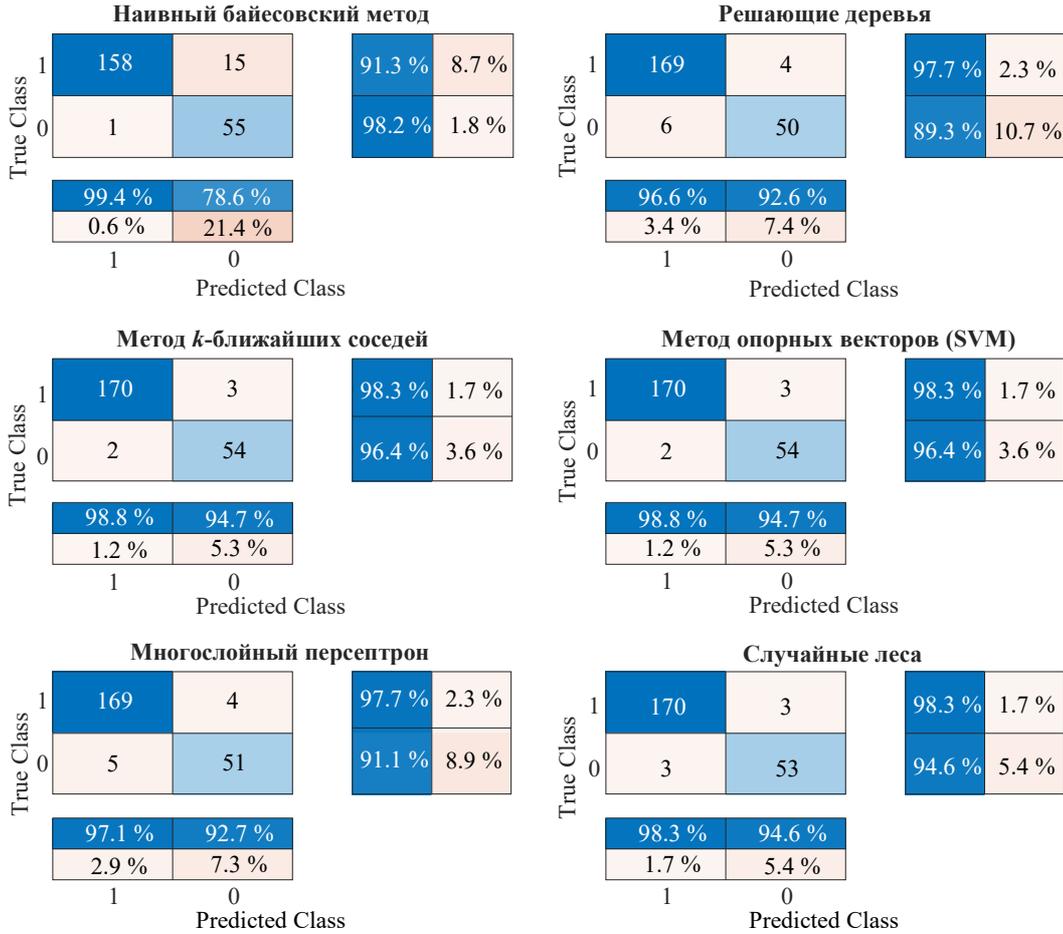


Рис. 7. Матрица ошибок различных алгоритмов принятия решения при распознавании БВС и птиц по траекторным признакам (класс 1: птицы, класс 0: БВС)

Fig. 7. Confusion matrix for recognition algorithms of small targets by trajectory features

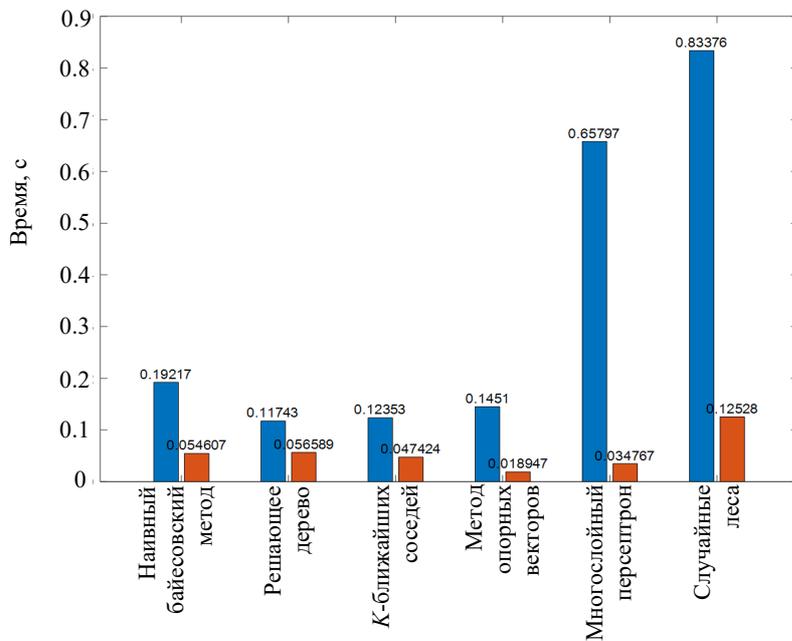


Рис. 8. Сравнение времени обучения и вычисления алгоритмов принятия решения (синий: обучение, оранжевый: вычисление)

Fig. 8. Comparison of training and calculation time for recognition algorithms (blue: learning, orange: calculation)

Таким образом, все рассмотренные в статье методы в той или иной степени применимы для решения поставленной задачи. Оценка качества распознавания показала, что значения метрик распознавания (тестовый набор данных состоит из 229 траекторий) находятся в диапазоне 78...98 % правильных ответов, аккуратность всех методов превышает 90 %, причем наилучший результат показали метод k -ближайших соседей и метод опорных векторов. Нейросетевой алгоритм дает высокую точность, при этом ожидается лучший результат с большей обучающей выборкой. Точность распознавания целей байесовским методом уступила точности распознавания при использовании других методов по причине трудности определения плотности распределения вероятностей оценки информативного признака.

Случайный лес строится на основе использования большого ансамбля решающих деревьев. Качество распознавания метода случайного леса превзошло результат решающего дерева, но для своей реализации случайный лес требует значительного объема вычислительных ресурсов и занимает много времени на обучение и вычисление.

Выигрыш по времени обучения обеспечивают наивный байесовский метод, решающие деревья, метод k -ближайших соседей, метод опорных векторов.

В данном исследовании используется определенный набор траекторных параметров (скорость, ускорение, курс, угловая скорость поворота и их СКО), по которым проводится распознавание воздушных целей. Его можно расширить и дополнить новыми параметрами в зави-

симости от метода анализа данных, тактико-технических характеристик РЛС и типа целей.

Заключение. В данном исследовании предложен алгоритм классификации низколетящих малоразмерных целей на основе их траекторных характеристик. Ключевым подходом для решения задачи является применение методов искусственного интеллекта. Первичные отметки, используемые в процессе обучения, предварительно обработаны алгоритмом траекторной фильтрации с целью оптимизации оценок параметров движения цели. Представлен результат сравнения эффективности шести методов классификации (байесовский метод, решающее дерево, метод k -ближайших соседей, нейросетевой алгоритм, метод случайных лесов, метод опорных векторов), который показал, что наиболее эффективными являются методы k -ближайших соседей и опорных векторов.

Таким образом, анализ качества методов принятия решений показал перспективность использования траекторных признаков в задаче распознавания малоразмерных воздушных целей. Вероятность правильного распознавания может достигать 98 %. Время распознавания типа объекта составляет 20–30 обзоров РЛС.

Результаты, полученные в данном исследовании, могут быть использованы при разработке и совершенствовании систем радиолокационного распознавания малых воздушных целей на основе траекторных признаков.

Возможными направлениями дальнейших исследований являются разработка и реализация алгоритма распознавания целей для работы в реальном времени, а также объединение результатов работы нескольких классификаторов, например по траекторным и по сигнальным признакам.

Список литературы

1. UAV Target Detection Algorithm Using GNSS-Based Bistatic Radar / H. Zeng, H. Zhang, J. Chen, W. Yang // IGARSS 2019 – IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp., Yokohama, Japan, 28 July – 02 Aug. 2019. IEEE, 2019. P. 2167–2170. doi: 10.1109/IGARSS.2019.8898935
2. Макаренко С. И. Противодействие беспилотным летательным аппаратам СПб.: Научно-технологические, 2020. 204 с.
3. Magnitude and spectrum of electromagnetic wave scattered by small quadcopter in X-band / A. V. Khristenko, M. O. Konovalenko, M. Rovkin, V. Khlusov, A. V. Marchenko, A. A. Sutulin, N. Maluyutin // IEEE Trans. on

Antennas and Propagation. 2018. Vol. 66, № 4. P. 1977–1984. doi: 10.1109/TAP.2018.2800640

4. Как противодействовать применению беспилотных летательных аппаратов в террористических целях. URL: <https://www.tbforum.ru/blog/kak-protivodejstvovat-primeneniyu-bespilotnyh-letatelnyh-apparatov-v-terroristicheskikh-celyah> (дата обращения 23.05.2023)

5. Воробьев Е. Н. Исследование сигнальных признаков распознавания малых БПЛА в полуактивной РЛС // Вестн. Новгородского гос. ун-та им. Ярослава Мудрого. 2019. № 4 (116). С. 72–77. doi: 10.34680/2076-8052.2019.4(116).72-77

6. Алгоритм распознавания малоразмерных воздушных объектов на основе анализа радиолокационных спектральных портретов / И. Д. Петров, В. П. Шкодырев, А. А. Сенцов, С. А. Иванов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2022. Т. 16, № 3. С. 4–10. doi: 10.36724/2072-8735-2022-16-3-4-10

7. Dinevich L., Leshem Y. Algorithmic system for identifying bird radio-echo and plotting radar ornithological charts // The Ring. 2007. Vol. 29, № 1–2. С. 3–39. doi: 10.2478/v10050-008-0040-z

8. Liu J., Xu Q. Y., Chen W. S. Classification of Bird and Drone Targets Based on Motion Characteristics and Random Forest Model Using Surveillance Radar Data // IEEE Access. 2021. Vol. 9. С. 160135–160144. doi: 10.1109/access.2021.3130231

9. Коновалов А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. Ч. 2. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2014. 180 с.

10. Dao L. V., Konvalov A. A., Le H. M. Analysis of Trajectory Features for Small UAVs Recognition // 2022 Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). IEEE, 2022. P. 1341–1345. doi: 10.1109/ElConRus54750.2022.9755753

11. Дао В. Л. Распознавание малоразмерных воздушных РЛЦ по траекторным признакам с использованием методов машинного обучения // СПбНТОРЭС: тр. ежегодной НТК. 2023. № 1. С. 58–61.

12. Субботин С. А. Построение деревьев решений для случая малоинформативных признаков // Радио-

электроника, информатика, управления. 2019. № 1 (48). С. 122–131. doi: 10.15588/1607-3274-2019-1-12

13. Бородинов А. А., Мясников В. В. Сравнение алгоритмов классификации радарных изображений при различных методах предобработки на примере базы MSTAR // Сб. тр. IV Междунар. конф. и молодежной школы "Информационные технологии и нанотехнологии" (ИТНТ-2018). Самара: Новая техника, 2018. С. 586–594.

14. Barbaresco F., Brooks D., Adnet C. Machine and Deep Learning for Drone Radar Recognition by Micro-Doppler and Kinematic criteria // IEEE Radar Conf. (RadarConf20), Florence, Italy, 21–25 Sept. 2020. IEEE, 2020. P. 1–6. doi: 10.1109/RadarConf2043947.2020.9266371

15. Донской В. И. Алгоритмические модели обучения классификации. Симферополь: ДИАЙПИ, 2014. 228 с.

16. Чистяков С. П. Случайные леса: обзор // Тр. Карельского науч. центра Российской академии наук. 2013. № 1. С. 117–136.

17. Dietterich T. G. An experimental comparison of three methods for constructing ensembles of decision trees: Bagging, boosting, and randomization // Machine learning. 2000. Vol. 40, № 2. P. 139–157. doi: 10.1023/A:1007607513941

18. Machine Learning Metrics: How to Measure the Performance of a Machine Learning Model. URL: <https://www.altexsoft.com/blog/machine-learning-metrics/> (дата обращения 23.05.2023)

Информация об авторах

Дао Ван Лук – специалист по направлению "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2016), аспирант Государственного технического института им. Ле Куй Дона, Ханой, Вьетнам. Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация; радиолокационное распознавание; вторичная и третичная обработка радиолокационной информации.

Адрес: Государственный технический институт им. Ле Куй Дона, ул. Хоанг Куок Вьет, д. 236, район Бак Ты Лиём, Ханой, Вьетнам

E-mail: daolucvt101@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-8006-3076>

Коновалов Александр Анатольевич – кандидат технических наук (2015), старший научный сотрудник НИИ "Прогноз". Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – вторичная и третичная обработка радиолокационной информации; объединение данных; многопозиционная радиолокация; бистатические радиотехнические системы.

Адрес: НИИ "Прогноз", ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197002, Россия

E-mail: al_an_kon@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0004-1943-5394>

Ле Минь Хоанг – специалист по направлению "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2017), аспирант Государственного технического института им. Ле Куй Дона, Ханой, Вьетнам. Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация; вторичная и третичная обработка радиолокационной информации.

Адрес: Государственный технический институт им. Ле Куй Дона, ул. Хоанг Куок Вьет, д. 236, район Бак Ты Лиём, Ханой, Вьетнам

E-mail: lehoang.navy@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-8913-3296>

References

1. Zeng H., Zhang H., Chen J., Yang W. UAV Target Detection Algorithm Using GNSS-Based Bistatic Radar. IGARSS 2019 – IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp. Yokohama, Japan, 28 July – 02 Aug. 2019. IEEE, 2019, pp. 2167–2170. doi: 10.1109/IGARSS.2019.8898935
2. Makarenko S. I. *Protivodeistvie bespilotnim letatel'nykh apparatam* [Countermeasures Against Unmanned Aerial Vehicles]. SPb, Naukoemkie tekhnologii, 2020, 204 p. (In Russ.)
3. Khristenko A. V., Konovalenko M. O., Rovkin M., Khlusov V., Marchenko A. V., Sutulin A. A., Malyutin N. Magnitude and Spectrum of Electromagnetic Wave Scattered by Small Quadcopter in X-band. IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2018, vol. 66, no. 4, pp. 1977–1984. doi: 10.1109/TAP.2018.2800640
4. How to Counter the Use of Unmanned Aerial Vehicles for Terrorist Purposes. Available at: <https://www.tbforum.ru/blog/kak-protivodejstvovat-primeneniyu-bespilotnykh-letatel'nykh-apparatov-v-terroristicheskikh-celyah> (accessed 23.05.2023) (In Russ.)
5. Vorobyov E. N. Investigation of Distinctive Features for Recognition of Small UAVs in Passive Radar. Vestnik NovSU. Iss.: Engineering Sciences. 2019, no. 4 (116), pp. 72–77. doi: 10.34680/2076-8052.2019.4(116).72-77 (In Russ.)
6. Petrov I. D., Shkodyrev V. P., Sentsov A. A., Ivanov S. A. Algorithm for Recognition of Small Sized Aerial Objects Based on Analysis of Spectrums Obtained by Radar. T-Comm. 2022, vol. 16, no. 3, pp. 4–10. doi: 10.36724/2072-8735-2022-16-3-4-10 (In Russ.)
7. Dinevich L., Leshem Y. Algorithmic System for Identifying Bird Radio-Echo and Plotting Radar Ornitho-Logical Charts. The Ring. 2007, vol. 29, no. 1–2, pp. 3–39. doi: 10.2478/v10050-008-0040-z
8. Liu J., Xu Q. Y., Chen W. S. Classification of Bird and Drone Targets Based on Motion Characteristics and Random Forest Model Using Surveillance Radar Data. IEEE Access. 2021, vol. 9, pp. 160135–160144. doi: 10.1109/access.2021.3130231
9. Konovalov A. A. *Osnovy traektor'noy obrabotki ra-diolo-katsyonnoy informatsii* [Basic of the Radar Target Tracking]. Part 2. SPb, Izd-vo SPbGETU "LETI", 2014, 180 p. (In Russ.)
10. Dao L. V., Konovalov A. A., Le H. M. Analysis of Trajectory Features for Small UAVs Recognition. 2022 Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). IEEE, 2022, pp. 1341–1345. doi: 10.1109/EIConRus54750.2022.9755753
11. Dao V. L. *Raspoznavaniye malorazmernukh voz-dusnukh RLS po traektor'nim priznakam s is-pol-zovanyem metodov masinnovo obucheniya* [Recognition of Small Air Radars by Trajectory Features Using Machine Learning Methods]. SPbNTORES: trudi ezegodnoi NTK. 2023, no. 1, pp. 58–61. (In Russ.)
12. Subbotin S. A. Construction of Decision Trees for the Case of Uninformative Features. Radioelektronika, informatika, upravleniya. 2019, no. 1 (48), pp. 122–131. doi: 10.15588/1607-3274-2019-1-12 (In Russ.)
13. Borodinov A. A., Myasnikov V. V. *Sravnheniye al-goritmov klassifikatsyy radarnukh izobrazheniy pri raslichnikh metodakh predobrabotka na primere baza MSTAR* [Comparison of Radar Image Classification Algorithms for Different Preprocessing Methods Using the MSTAR Database as an Example]. Proc. of the IV Intern. Conf. and Youth School "ITNT-2018". Samara: Novaya Tekhnika, 2018, pp. 586–594. (In Russ.)
14. Barbaresco F., Brooks D., Adnet C. Machine and Deep Learning for Drone Radar Recognition by Micro-Doppler and Kinematic criteria. 2020 IEEE Radar Conf. (RadarConf20). Florence, Italy, 21–25 Sept. 2020. IEEE, 2020, pp. 1–6. doi: 10.1109/RadarConf2043947.2020.9266371
15. Donskoy V. I. *Algoritmicheskie modeli obucheniya klassifikatsyy* [Algorithmic Models for Learning Classification]. Simferopol, DYAIPIY, 2014, 228 p. (In Russ.)
16. Chystyakov S. P. *Sluchaynie lesa: obzor* [Random Forests Overview]. Proc. of the Karelian Scientific Center of the Russian Academy of Sciences. 2013, no. 1, pp. 117–136. (In Russ.)
17. Dietterich T. G. An Experimental Comparison of Three Methods for Constructing Ensembles of Decision Trees: Bagging, Boosting, And Randomization. Machine learning. 2000, vol. 40, no. 2, pp. 139–157. doi: 10.1023/A:1007607513941
18. Machine Learning Metrics: How to Measure the Performance of a Machine Learning Model. Available at: <https://www.altexsoft.com/blog/machine-learning-metrics/> (accessed 23.05.2023)

Information about the authors

Dao Van Luc, Specialist in "Radioelectronic systems and complexes" (2016), Postgraduate student of Le Quy Don Technical University (Hanoi, Vietnam). The author of 5 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; secondary and tertiary processing of radar information.

Address: Le Quy Don Technical University, 236, Hoang Quoc Viet St., Bac Tu Liem, Ha Noi, Viet Nam

E-mail: daolucvtl01@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-8006-3076>

Aleksandr A. Konovalov, Cand. Sci. (Eng.) (2015), Senior Researcher of Research Institute "Prognoz" of Saint Petersburg State Electrotechnical University. The author more than 60 scientific publications. Area of expertise: secondary and tertiary processing of radar information; data fusion; multi-position radar; bistatic radio systems.

Address: Research Institute "Prognoz", 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: al_an_kon@mail.ru

<https://orcid.org/0009-0004-1943-5394>

Le Minh Hoang, Specialist in "Radioelectronic Systems and Complexes" (2017), Postgraduate student of Le Quy Don Technical University (Hanoi, Vietnam). The author of 5 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; secondary and tertiary processing of radar information.

Address: Le Quy Don Technical University, 236, Hoang Quoc Viet St., Bac Tu Liem, Ha Noi, Viet Nam

E-mail: lehoang.navy@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-8913-3296>

Смеситель частот диапазона 13...67 ГГц

Д. С. Данилов^{1,2✉}, А. В. Дроздов^{2,3}, Ц. М. Батоев^{1,2}
Ю. А. Ламанов^{1,2}, А. С. Загородний^{1,2}, Н. Д. Малютин¹

¹Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, Томск, Россия

²АО «НПФ "Микран"», Томск, Россия

³ООО "Радио Гигабит", Нижний Новгород, Россия

✉ danilov.ds@micran.ru

Аннотация

Введение. С каждым годом требования к характеристикам измерительной техники растут. Одной из таких характеристик является полоса пропускания прибора. Данный факт вынуждает создавать широкополосные микросхемы для применения в СВЧ-блоках приборов, таких как векторные анализаторы цепей (ВАЦ) и анализаторы спектра. Одной из микросхем, применяемой в блоках приемников подобного оборудования, является смеситель частот. От диапазона частот смесителя зависит полоса частот приемника и, как следствие, полоса пропускания всего прибора в целом.

Цель работы. Исследование и разработка сверхширокополосной интегральной схемы смесителя частот диапазона 13...67 ГГц на основе технологии квазивертикальных диодов Шоттки на подложке GaAs АО «НПФ "Микран"».

Материалы и методы. Проведен анализ существующих классических и модифицированных вариантов трансформаторов, применяемых в смесителях. Ни один из данных трансформаторов не удовлетворяет требованиям указанной полосы пропускания. Предложена модификация схемы трансформатора, которая позволила добиться рабочего диапазона частот 10...70 ГГц. На базе полученного трансформатора и диодной GaAs-технологии АО «НПФ "Микран"» разработана полная топология смесителя. Проведен электродинамический анализ интегральной схемы. При измерениях применялись ВАЦ до 67 ГГц.

Результаты. Представлены результаты разработки широкополосного смесителя с полосой рабочих частот 10...67 ГГц. Приведено схемотехническое решение на основе балансной схемы с модифицированными трансформаторами и цепью вывода промежуточной частоты. Показаны расчетные зависимости и результаты измерений интегральной схемы смесителя. Полученные потери преобразования в диапазоне от 10 до 67 ГГц не более 10 дБ.

Заключение. Предложен вариант доработки схемы трансформатора, разработан новый широкополосный трансформатор с диапазоном рабочих частот от 10 до 70 ГГц. На его основе выполнено моделирование и изготовлена микросхема смесителя. Данная микросхема может использоваться в приемопередающих блоках современных измерительных приборов. По совокупности характеристик микросхема является аналогом смесителя Marki Microwave MM1-1467L.

Ключевые слова: интегральная схема, GaAs, смеситель, диоды Шоттки, модификация трансформатора Маршанда

Для цитирования: Смеситель частот диапазона 13...67 ГГц / Д. С. Данилов, А. В. Дроздов, Ц. М. Батоев, Ю. А. Ламанов, А. С. Загородний, Н. Д. Малютин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 5. С. 89–98. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-89-98

Источник финансирования. Исследование поддержано Министерством науки и высшего образования (проект FEWM-2023-0014 от 16.01.23).

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 03.07.2023; принята к публикации после рецензирования 09.10.2023; опубликована онлайн 29.11.2023



13...67 GHz Frequency Mixer

Daniil S. Danilov¹✉, Alexey V. Drozdov^{2,3}, Tsyren M. Batoev^{1,2},
Yuri A. Lamanov^{1,2}, Andrey S. Zagorodny^{1,2}, Nickolay D. Malyutin¹

¹Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia

²JSC "MICRAN", Tomsk, Russia

³Radio Gigabit LLC, Nizhnyi Novgorod, Russia

✉ danilov.ds@micran.ru

Abstract

Introduction. The requirements for the performance of measuring devices, including their operating frequency, are constantly becoming stricter. This encourages the creation of wide-band microcircuits for application in microwave blocks of devices, such as vector network analyzers (VNA) and spectrum analyzers (SA). One of such microcircuits, used in the receiver system, is a frequency mixer. The operating range of the mixer determines the operating range of the measuring instrument.

Aim. Research and development of an ultra-wideband integrated circuit for a 13...67 GHz frequency mixer based on the GaAs QSBD technology by Micran JSC.

Materials and methods. An analysis of existing classic and modified circuit transformers used in mixers was conducted. A modification of the transformer circuit, which allowed a frequency range of 10...70 GHz to be achieved, was proposed. Based on the obtained transformer and GaAs diode technology of Micran JSC, a complete mixer topology was developed and produced. An electrodynamic analysis of the integrated circuit was carried out; measurements were performed using a VNA up to 67 GHz.

Results. A wideband mixer with a frequency range of 10...67 GHz is developed. A circuit design is proposed based on a balanced circuit with modified transformers and an intermediate frequency output circuit. The calculated dependences and measurement results of the integrated circuit of the mixer are presented. The mixer exhibits a conversion loss of less than 10 dB in the range of 10...67 GHz.

Conclusion. A new broadband transformer with a range of operating frequencies from 10 to 70 GHz was developed. On its basis, a mixer microcircuit was simulated and manufactured. This microcircuit can be used in the receiving and transmitting units of modern measuring instruments. In terms of its characteristics, the proposed microcircuit is an analog of the Marki Mikrowave MM1-1467L mixer.

Keywords: integrated circuit, GaAs, mixer, Schottky diodes, Marchand transformer modification

For citation: Danilov D. S., Drozdov A. V., Batoev Ts. M., Lamanov Yu. A., Zagorodny A. S., Malyutin N. D. 13...67 GHz Frequency Mixer. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 5, pp. 89–98. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-89-98

Acknowledgments. The research was supported by the Russian Ministry of Science and Higher Education (project FEWM-2023-0014, 16.01.23).

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

Submitted 03.07.2023; accepted 09.10.2023; published online 29.11.2023

Введение. Растущие требования к полосе пропускания в системах беспроводной связи и измерительной технике вынуждают разрабатывать интегральные схемы, работающие на более высоких частотах и с большей полосой рабочих частот [1]. Одной из основных монолитно-интегральных схем (МИС), представляющей интерес для использования в широкополосных измерительных приборах, таких как векторный

анализатор цепей (ВАЦ) или анализатор спектра, является смеситель [2, 3]. Нередко пассивные смесители частот строятся по двухбалансной [4, 5] и звездообразной [6, 7] схемам с использованием трансформаторов на основе мостов Маршанда и их модификаций. Подобные трансформаторы работают в полосе частот не больше двух октав и существенно ограничивают полосу рабочих частот смесителя.

Целью статьи является исследование и разработка монолитно-интегральной схемы смесителя частот диапазона 13...67 ГГц на основе новой схемы широкополосного трансформатора. Представлены схемотехническое решение, топология, сравнения результатов проектирования и измерения.

Разработка схемы смесителя. На рис. 1, а представлена классическая двойная балансная схема смесителя. Данная схема имеет ряд преимуществ по сравнению с однобалансной схемой, таких как улучшенное подавление паразитных гармоник, развязка, более высокий и равномерный коэффициент преобразования [8]. Недостатком подобной схемы является цепь вывода промежуточной частоты, так как она существенно ограничивает полосу рабочих частот смесителя по радиочастотному сигналу (RF). Для устранения этого изменена цепь вывода промежуточной частоты (IF). Модифицированная схема приведена на рис. 1, б. Главным преимуществом этой схемы является увеличение полосы рабочих частот смесителя, а также более высокий уровень изоляции между RF и гетеродином (LO) [9]. Сбалансированные радиочастотные сигналы подаются через полюсы А–В диодного кольца, тогда как сбалансиро-

ванные сигналы LO подаются через полюсы С–D. Полюсы А–В и С–D действуют как виртуальная земля для LO и RF соответственно. Поэтому сдвиг фазы сигнала между полюсами А–В и С–D приводит к высокой изоляции RF–LO. Следовательно, амплитудный и фазовый дисбаланс трансформатора напрямую влияет на уровень подавления паразитных гармоник и коэффициент преобразования [10].

Трансформатор. Разработка трансформатора при использовании балансных схем смесителя является наиболее важной задачей, поскольку именно от него зависит полоса рабочих частот, развязка и коэффициенты отражения по портам смесителя. Трансформатор на основе связанных линий представляет собой шестиполосник с одним входом и двумя выходами. Для аналитического расчета часто такой трансформатор представляют в виде восьмиполосника, один из выходов которого короткозамкнут [11]. Такой восьмиполосник симметричен относительно линии А (рис. 2).

Длина связанных линий четвертьволнового трансформатора $\lambda/4$ выбирается исходя из средней частоты требуемого диапазона. Геометрические размеры трансформатора и размеры компонентов выбирались в ходе оптимизации топологии и настройки трансформатора для достижения соответствующих характеристик.

Наиболее популярным трансформатором для разработки смесителей частот является трансформатор Маршанда [12], который обеспечивает малые вносимые потери, широкую полосу пропускания и хороший баланс амплитуды и фазы (рис. 3).

Однако при разработке смесителей частот с диапазоном от двух и более октав трансформатор

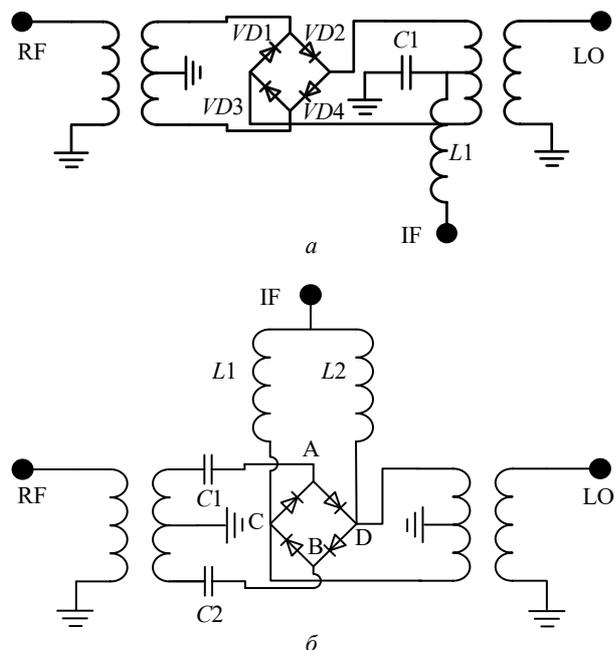


Рис. 1. Балансная схема смесителя: а – классическая; б – модифицированная

Fig. 1. Balance scheme: a – classical; б – modified

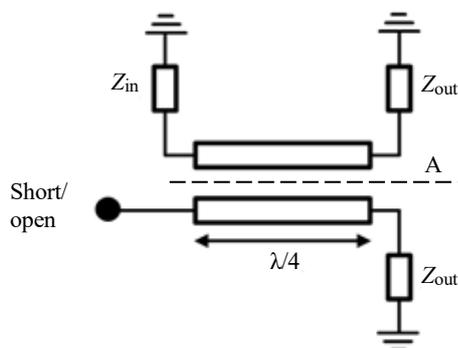


Рис. 2. Схема трансформатора на основе связанных линий

Fig. 2. Transformer scheme

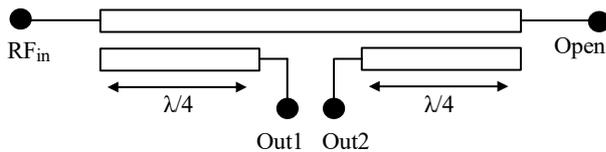


Рис. 3. Трансформатор на основе мостов Маршанда
 Fig. 3. Transformer based on Marstrand balun

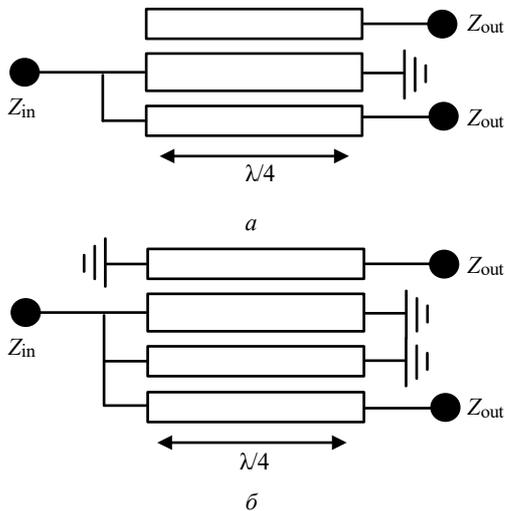


Рис. 4. Модифицированные широкополосные трансформаторы на основе: а – трехпроводной линии; б – двух пар двухпроводных линий
 Fig. 4. Modified broadband transformers: а – based on a three-wire line; б – based on two pairs of two-wire lines

по схеме мостов Маршанда реализуем при большом коэффициенте связи между линиями. Уменьшение расстояния между проводниками приводит к повышению коэффициента связи, однако нередко технология производства ограничивает минимальное расстояние между проводниками на уровне 5...8 мкм. По этой причине возможности применения подобных трансформаторов ограничены при разработке смесителей на основе планарных технологий. Одним из способов увеличения частотного диапазона трансформаторов по схеме Маршанда может быть использование воздушных линий, что неприменимо при проектировании МИС, для реализации же на микрополосковых линиях более широкополосных трансформаторов необходимо прибегнуть к другим схемам (рис. 4).

Схема, представленная на рис. 4, а, отражает класс трансформаторов, запатентованных в 2000 г. [13]. Как правило, аналитический метод расчета параметров таких трансформаторов на основе микрополосковых линий затруднен по ряду причин, поэтому прибегают к численным методам расчета. Простой метод проектирова-

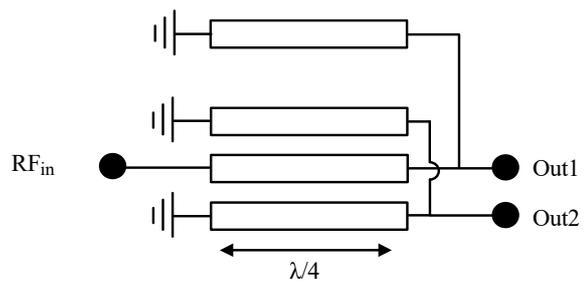


Рис. 5. Схема трансформатора диапазона 10...70 ГГц
 Fig. 5. 10...70 GHz band transformer circuit

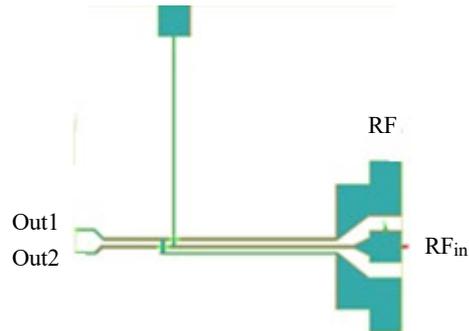


Рис. 6. Топология трансформатора диапазона 10...70 ГГц
 Fig. 6. Topology of the 10...70 GHz band transformer

ния для такого типа структуры найден в более ранней публикации [14]. Метод состоит в замене трехпроводной линии на две двухпроводные линии, как показано на рис. 4, б.

В настоящей статье представлена схема трансформатора (рис. 5) и реализована его топология (рис. 6), которая является модификацией топологии, примененной в [9, 10].

Трансформатор работает в диапазоне частот 10...70 ГГц. На рис. 5 и 6 обозначены полюса трансформатора как шестиполюсника: RF_{in} – вход; $Out1$, $Out2$ – противофазные выходы. Пример расчета схем подобных трансформаторов представлен в [15–17] и основан на нахождении элементов ABCD-матрицы для четного и нечетного режимов возбуждения связанных линий и преобразования в матрицу S-параметров для шестиполюсной цепи. В [14] представлен схожий пример расчета матрицы S-параметров через нахождение Y-параметров.

На рис. 7, 8 приведены частотные характеристики трансформатора разработанной топологии: коэффициенты передачи $|S_{21}|$, $|S_{31}|$ и отражения $|S_{11}|$, дисбаланс амплитуд и фаз между портами 2 и 3 трансформатора.

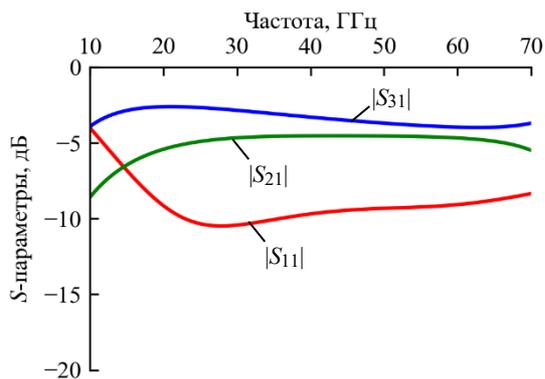


Рис. 7. S-параметры трансформатора
 Fig. 7. S-parameters of the transformer

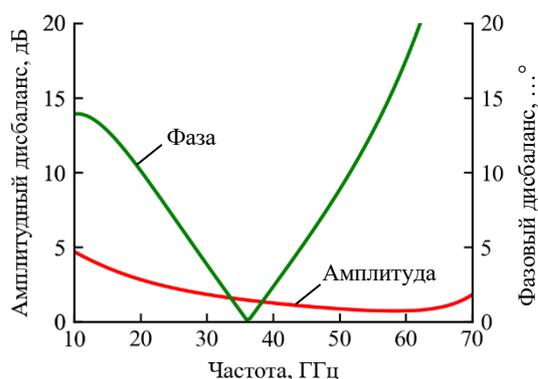


Рис. 8. Амплитудный и фазовый дисбаланс трансформатора

Fig. 8. Amplitude and phase imbalance of the transformer

Как видно из представленных характеристик, значение коэффициента передачи трансформатора составляет -5 дБ в полосе частот, дисбаланс амплитуды не более 5 дБ, дисбаланс фазы не более 25° . Данный трансформатор можно использовать при разработке сверхширокополосных преобразователей частот.

Одним из основных препятствий при разработке широкополосного смесителя является то, что порты на выходе симметрирующего трансформатора подключаются на нелинейную нагрузку в виде диодного кольца, которое, в свою очередь, имеет частотно-зависимый комплексный импеданс. В связи с этим оптимизация конечных характеристик смесителя, таких как коэффициент передачи, коэффициент отражения и развязки, выполняются при моделировании всей топологии смесителя.

Диод. В разработке смесителя применялся квазивертикальный диод Шоттки на базе технологического процесса "GaAs квазивертикальный диод Шоттки (QSBD)" фирмы

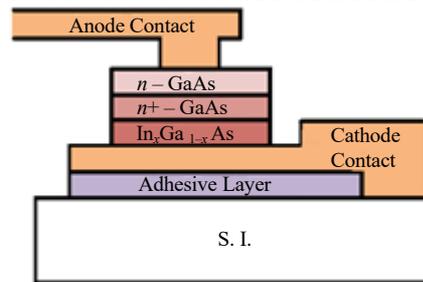


Рис. 9. Гетероструктура диода Шоттки
 Fig. 9. Schottky diode heterostructure

АО «НПФ "Микран"». На рис. 9 – гетероструктура, используемая при производстве.

Перед проектированием была создана модель диода, основанная на извлеченной вольт-амперной характеристике, параметрах SPICE и точной 3D-модели конструкции диода. Подробное описание предложенной модели, методов извлечения и ее верификации даны авторами статей [18–20].

Моделирование и измерение смесителя.

На рис. 10 представлена полная топология разработанного смесителя, где Порт 1 – вход сигнала RF; Порт 2 – вход гетеродина; Порт 3 – выход IF. Выбор топологии трансформатора обусловлен требованиями к ширине полосы частот по RF и высоким коэффициентам изоляции LO–RF и RF–IF, что, в свою очередь, может обеспечить только двухбалансная схема.

Как было указано, нагрузкой трансформатора в смесителе является диодное кольцо, а не 50 Ом, как при моделировании трансформатора отдельным устройством. В связи с этим при расчете всей топологии трансформатора оптимизировались под соответствующую комплексную нагрузку для удовлетворения требуемым характеристикам.

На рис. 10 можно увидеть, как был оптимизирован трансформатор по гетеродину, а также

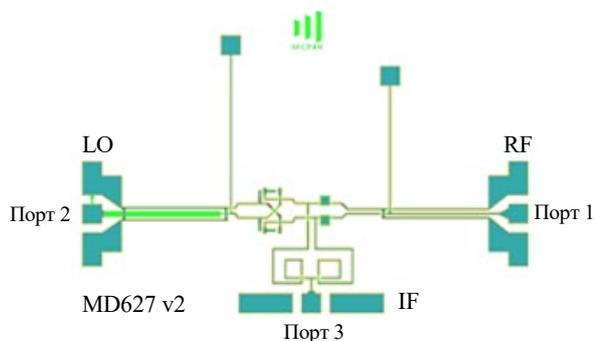


Рис. 10. Топология смесителя 13...67 ГГц
 Fig. 10. 13...67 GHz mixer topology

был настроен трансформатор по RF-сигналу, который подключается к диодному кольцу через цепь вывода IF, что дополнительно вносит комплексную нагрузку.

На рис. 11 представлены графики потерь преобразования. Измерения МИС проводились на зондовой станции с применением четырехпортового ВАЦ, один из портов которого выступал в роли LO, а два других в роли источника RF-сигнала и приемника IF-сигнала соответственно.

Получен коэффициент преобразования выше -10 дБ во всем требуемом диапазоне. Измерения выполнены при IF 100 МГц и мощности гетеродина 13 дБм. Коэффициенты отражения (возвратные потери) по RF и IF приведены на рис. 12, 13.

Коэффициент отражения в худшей точке -4 дБ, на частотах выше 8 ГГц – ниже -6 дБ.

На рис. 14 изображены потери преобразования по IF при фиксированной частоте сигнала RF.

На рис. 13 и 14 видно, что IF смесителя достигает 6 ГГц. Сигнал RF при измерениях фиксировался на частоте 60 ГГц.

Как видно из представленных характеристик, смеситель работает в диапазоне 13...67 ГГц. Ухудшение коэффициентов отражения и неравномерность коэффициента преобразования связаны с тем, что выходные трансформаторы нагружены на комплексную нагрузку (диодное кольцо и цепь IF), а также имеется неидеальность балансов фаз на выходах балунов. Особенностью данной микросхемы является использование новых симметрирующих трансформаторов, позволяющих расширить рабочую полосу частот классической схемы балансного смесителя.

В таблице представлено сравнение характеристик изготовленной интегральной схемы с аналогом компании Marki Microwave MM1-1467L [21].

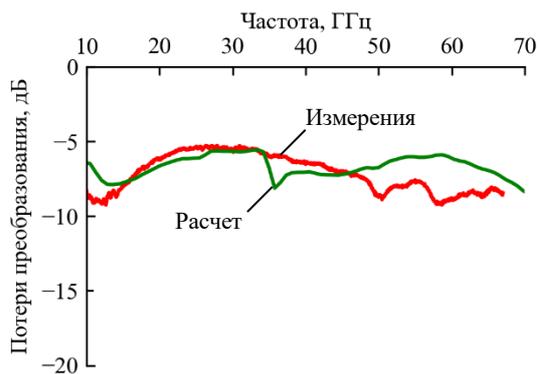


Рис. 11. Сравнение расчета и результатов измерений потерь преобразования

Fig. 11. Comparison of calculation and measurement results of conversion loss

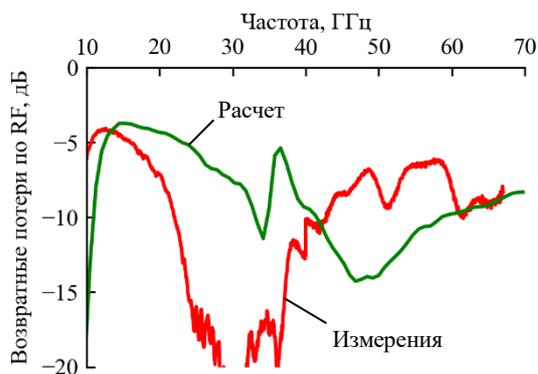


Рис. 12. Сравнение расчета и измерения коэффициента отражения по RF

Fig. 12. Comparison of calculation and measurement of RF return loss

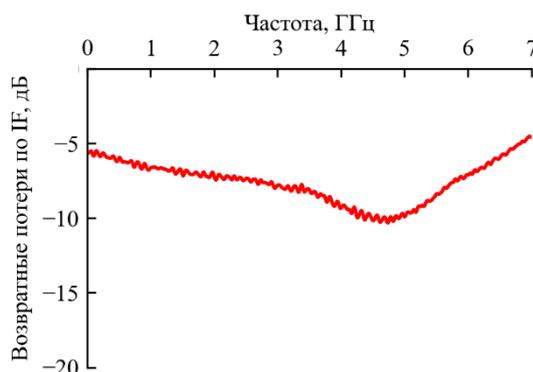


Рис. 13. Результат измерения коэффициента отражения по IF

Fig. 13. Measurement of IF return loss

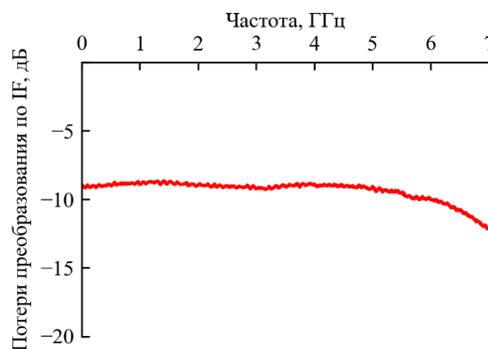


Рис. 14. Значения измерений коэффициента преобразования IF при фиксированном LO

Fig. 14. Measurement of IF conversion loss at a fixed LO

Сравнение с аналогом

Comparison with an analog

| Смесители частот | Диапазон рабочих частот по RF, ГГц | $ S_{11} $ по RF, дБ | Коэффициент преобразования, дБ | Диапазон IF, ГГц | Необходимая мощность LO, дБм |
|------------------|------------------------------------|----------------------|--------------------------------|------------------|------------------------------|
| ММ1-1467L | 14...67 | -4 | -10 | 24 | 8...12 |
| Изготовленного | 13...67 | -4 | -8.5 | 6 | 9...13 |

Из таблицы видно, что у полученного смесителя больше диапазон рабочих частот, значительно лучше коэффициент преобразования по IF, но меньше диапазон IF, чем у аналога. По остальным параметрам схемы сравниваемых смесителей схожи.

Заключение. В данной работе представлен выбор, обоснование и расчет нового сверхширокополосного трансформатора диапазона частот

10...70 ГГц. На основе полученной схемы была разработана топология и представлены характеристики смесителя частот диапазона 10...67 ГГц с коэффициентом преобразования не менее -8.5 дБ во всей полосе. Данная микросхема может использоваться как в отдельных блоках, так и при разработке приемников для использования в ВАЦ или анализаторах спектра частот.

Авторский вклад

Данилов Даниил Сергеевич – разработка схемы и топологии МИС; измерение образца; написание текста статьи.

Дроздов Алексей Викторович – настройка топологии смесителя; редактирование статьи.

Батоев Цырен Мункобатоевич – настройка топологии смесителя; обработка полученных экспериментальных данных; редактирование статьи.

Ламанов Юрий Александрович – настройка топологии смесителя; обработка полученных экспериментальных данных; редактирование статьи.

Загородний Андрей Сергеевич – общее руководство исследованием; измерение опытного образца; редактирование статьи.

Малютин Николай Дмитриевич – общее руководство исследованием; обсуждение результатов; редактирование статьи.

Author's contribution

Daniil S. Danilov, development of MIC scheme and topology; sample measurement; writing the text of the article.

Alexey V. Drozdov, setting up mixer topology; article editing.

Tsyren M. Batoev, setting up mixer topology; processing of experimental data obtained; editing the paper.

Yury A. Lamanov, setting of the mixer topology; processing of the received experimental data; editing of the article.

Andrey S. Zagorodny, general management of the research; experimental data processing; editing of the article.

Nickolay D. Malyutin, general management of the study; discussion of the results; editing of the article.

Список литературы

1. Доценко В. В., Малютин Н. Д. Разработки аппаратуры радиолокации, приборостроения и электронной компонентной базы СВЧ: основные результаты выполнения комплексных проектов НИИ систем электрической связи и АО «НПФ "Микран"» // Докл. ТУСУР. 2017. Т. 20, № 3. С. 79–85. doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-3-79-85

2. Хибель М. Основы векторного анализа цепей. М.: Издательский дом МЭИ, 2009. 504 с.

3. Раушер К. Основы спектрального анализа – Rhode&Shwartz. М.: Горячая линия – Телеком, 2006. 226 с.

4. A 3 GHz to 10 GHz GaAs double balanced mixer / Y. Pu, Z. Huang, S. Pan, G. Wang // IEEE ITOEC. 2017. P. 1083–1086. doi: 10.1109/ITOEC.2017.8122521

5. A highlylinear double balanced Schottky diode S-band mixer / M. Sudow, K. Andersson, P. A. Nilsson, N. Rorsman // IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett. 2006. Vol. 16, № 6. P. 336–338. doi: 10.1109/LMWC.2006.875625

6. Novel Miniature and Broadband Millimeter-wave Monolithic Star Mixers / C. Kuo, C. Kuo, C. Kuo, S. Maas, H. Wang // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2008. Vol. 56, № 4. P. 793–802. doi: 10.1109/TMTT.2008.919063

7. Yeom K. W., Ko D. H. A novel 60-GHz monolithic star mixer using gate-drain-connected pHEMT diodes // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2005. Vol. 53, № 7. P. 2435–2440. doi: 10.1109/TMTT.2005.850402

8. Maas S. A. Microwave Mixers. 2nd ed. Norwood, MA: Artech House, 1993. 384 p.
9. Данилов Д. С., Дроботун Н. Б. GaAs монолитные интегральные схемы широкополосных смесителей частоты на основе диодов с барьером Шоттки // Nanoindustry Russia. 2020. № 13. С. 435–437. doi: 10.22184/1993-8578.2020.13.4s.435.437
10. Drobotun N., Danilov D., Drozdov A. A Decade Bandwidth Mixers Based on Planar Transformers and Quasi-vertical Schottky Diodes Implemented in GaAs MMIC Technology // 2020 50th European Microwave Conf. (EuMC). 2021. P. 957–960. doi: 10.23919/EuMC48046.2021.9338211
11. Leong Y., Ang K., Lee C. A derivation of a class of 3-port baluns from symmetrical 4-port networks // Proc. of IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest. Seattle, USA, 2–7 June 2002. P. 1165–1168. doi: 10.1109/MWSYM.2002.1011855
12. Дроздов А. В., Данилов Д. С. Широкополосный симметрирующий трансформатор на основе мостов Маршанда для применения в интегральных микросхемах // Науч. сессия ТУСУР-2015: материалы докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск: В-Спектр, 2013. Т. 2. С. 13–16.
13. Tanaka H., Sasaki Y., Hashimoto T. Unbalanced-to-Balanced Converter. US Patent, no. 6.040.745, 21 March, 2000.
14. Cho C., Gupta K. C. A New Design Procedure for Single Layer and Two-Layer Three-Line Baluns // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1998. Vol. 46, № 12. P. 2514–2519.
15. Kian Sen Ang, Robertson I. D. Analysis and design of impedance-transforming planar Marchand baluns // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2001. Vol. 49, № 2. P. 402–406. doi: 10.1109/22.903108
16. Ahn H., Kim B. Toward Integrated Circuit Size Reduction // IEEE Microwave Magazine. 2008. Vol. 9, iss. 1. P. 65–75.
17. Tunable Impedance Transformer Based on Split Strip Lines / N. D. Malutin, A. V. Andreev, G. A. Maluyutin, R. M. Sharabudinov // Proc. of Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON). Tomsk, Russia, 18–20 Apr. 2019. P. 337.
18. Моделирование диодов с барьером Шоттки для применения в монолитных интегральных схемах СВЧ / А. В. Дроздов, Д. С. Данилов, И. В. Юнусов, Г. Г. Гошин // Докл. ТУСУР. 2018. Т. 21, № 1. С. 28–31. doi: 10.21293/1818-0442-2018-21-1-28-31
19. Drobotun N., Drozdov A. Broadband Microwave Frequency Doublers with Improved Harmonic Suppression Based on Quasi-Vertical GaAs Schottky Diodes // Proc. of the Electronic Design Innovation Conf. EDICON 2017, Shanghai, China, 25–27 Apr. 2017. P. 1–4.
20. Drozdov A. A 20 to 60 GHz Frequency Doubler MMIC Using a Quasi-Vertical GaAs Schottky Diodes // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). Moscow, 14–16 March 2018. P. 1–4.
21. MM1-1467L GaAs MMIC double balanced mixer Marki Microwave. URL: <https://www.markimicrowave.com/mixers/mm1-1467l.aspx> (дата обращения 20.05.2023)

Информация об авторах

Данилов Даниил Сергеевич – инженер по специальности "Радиотехника" (2015), аспирант кафедры конструирования узлов и деталей радиоэлектронной аппаратуры Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР). Руководитель группы разработки монолитно-интегральных систем департамента информационно-измерительных систем АО «НПФ "Микран"». Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – СВЧ-микроэлектроника; измерительная техника на СВЧ.

Адрес: ТУСУР, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия

E-mail: danilov.ds@micran.ru

Дроздов Алексей Викторович – кандидат технических наук (2018), ведущий инженер ООО "РадиоГигабит", инженер АО «НПФ "Микран"», Томск, Россия. Автор более 10 научных работ. Сфера научных интересов – СВЧ-микроэлектроника; измерительная техника СВЧ.

Адрес: ООО "РадиоГигабит", ул. Ошарская, д. 95, к. 2, Нижний Новгород, 603105, Россия

E-mail: Alexey.drozdov@radiogigabit.com

Батоев Цырен Мункобатоевич – магистр по направлению "Радиотехника" (2023) кафедры сверхвысоких частот и квантовой радиотехники ТУСУР, инженер группы разработки МИС в отделе СВЧ-схемотехники АО «НПФ "Микран"». Сфера научных интересов – СВЧ-микроэлектроника.

Адрес: ТУСУР, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия

E-mail: batoev.tsm@micran.ru

Ламанов Юрий Александрович – магистр по направлению "Радиотехника" (2023) кафедры сверхвысоких частот и квантовой радиотехники ТУСУР, инженер группы разработки МИС в отделе СВЧ-схемотехники АО «НПФ "Микран"». Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – СВЧ-микроэлектроника; измерительная техника на СВЧ.

Адрес: ТУСУР, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия

E-mail: yury_lamanov@mail.ru

Загородний Андрей Сергеевич – кандидат технических наук (2014), доцент кафедры сверхвысоких частот и квантовой радиотехники ТУСУР, начальник отдела СВЧ-схемотехники АО «НПФ "Микран"». Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – СВЧ-микроэлектроника; измерительная техника СВЧ.
Адрес: ТУСУР, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия
E-mail: andreyzag@micran.ru

Малютин Николай Дмитриевич – доктор технических наук (1993), главный научный сотрудник НИИ систем электрической связи, профессор кафедры конструирования деталей и узлов радиоэлектронной аппаратуры ТУСУР. Автор 160 научных работ. Сфера научных интересов – теория связанных полосковых структур; устройства на их основе; измерение параметров материалов, включая нелинейные кристаллы.
Адрес: ТУСУР, пр. Ленина, д. 40, Томск, 634050, Россия
E-mail: ndm@main.tusur.ru
<http://orcid.org/0000-0003-0317-9096>

References

1. Dotsenko V. V., Maljutin N. D. Development of Radar Equipment, Microwave Measurements and Electronic Component Base: the Main Results of the Implementation of Complex Projects of the Research Institute of Electrical Communications Systems and JSC "Micran". Proc. of TUSUR University. 2017, vol. 20, no. 3, pp. 79–85. doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-3-79-85 (In Russ.)
2. Khibel' M. *Osnovy vektornogo analiza tsepei* [Fundamentals of Vector Network Analysis]. Moscow, *Izdatel'skii dom MEI*, 2009, 504 p. (In Russ.)
3. Rausher K. *Osnovy spektral'nogo analiza – Rhode&Shwartz* [Basics of Spectral Analysis – Rhode&Shwartz]. Moscow, *Goryachaya liniya – Telekom*, 2006, 226 p. (In Russ.)
4. Pu Y., Huang Z., Pan S., Wang G. A 3 GHz to 10 GHz GaAs Double Balanced Mixer. IEEE ITOEC. 2017, pp. 1083–1086. doi: 10.1109/ITOEC.2017.8122521
5. Sudow M., Andersson K., Nilsson P. A., Rorsman N. A Highly Linear Double Balanced Schottky Diode S-Band Mixer. IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett. 2006, vol. 16, no. 6, pp. 336–338. doi: 10.1109/LMWC.2006.875625
6. Kuo C., Kuo C., Kuo C., Maas S., Wang H. Novel Miniature and Broadband Millimeter-Wave Monolithic Star Mixers. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2008, vol. 56, no. 4, pp. 793–802. doi: 10.1109/TMTT.2008.919063
7. Yeom K. W., Ko D. H. A Novel 60-GHz Monolithic Star Mixer using Gate-Drain-Connected pHEMT Diodes. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2005, vol. 53, no. 7, pp. 2435–2440. doi: 10.1109/TMTT.2005.850402
8. Maas S. A. *Microwave Mixers*. 2nd ed. Norwood, MA, Artech House, 1993, 384 p.
9. Danilov D. S., Drobotun N. B. Broadband Mixers Based on Shottky Diodes Implemented in GaAs MMIC Technology. Nanoindustry Russia. 2020, no. 13, pp. 435–437. doi: 10.22184/1993-8578.2020.13.4s.435.437 (In Russ.)
10. Drobotun N., Danilov D., Drozdov A. A Decade Bandwidth Mixers Based on Planar Transformers and Quasi-vertical Schottky Diodes Implemented in GaAs MMIC Technology. 2020 50th European Microwave Conf. 2021, pp. 957–960. doi: 10.23919/EuMC48046.2021.9338211
11. Leong Y., Ang K., Lee C. A Derivation of a Class of 3-Port Baluns from Symmetrical 4-Port Networks. Proc. of IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest. Seattle, USA, 2–7 June 2002, pp. 1165–1168. doi: 10.1109/MWSYM.2002.1011855
12. Drozdov A. V., Danilov D. S. Wideband Balun Transformer Based on Marchand Bridges for Use in Integrated Circuits. Scientific Session TUSUR-2015: Proc. of the Allruss. Report. Scientific-Technical Conf. Students, Graduate Students and Young Scientists. Tomsk, B-Spektr, 2013, vol. 2, pp. 13–16. (In Russ.)
13. Tanaka H., Sasaki Y., Hashimoto T. Unbalanced-to-Balanced Converter. US Patent, no. 6.040.745, 21 March, 2000.
14. Cho C., Gupta K. C. A New Design Procedure for Single Layer and Two-Layer Three-Line Baluns. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1998, vol. 46, no. 12, pp. 2514–2519.
15. Kian Sen Ang, Robertson I. D. Analysis and Design of Impedance-Transforming Planar Marchand Baluns. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2001, vol. 49, no. 2, pp. 402–406. doi: 10.1109/22.903108
16. Ahn H., Kim B. Toward Integrated Circuit Size Reduction. IEEE Microwave Magazine. 2008, vol. 9, iss. 1, pp. 65–75.
17. Malutin N. D., Andreev A. V., Malyutin G. A., Sharabudinov R. M. Tunable Impedance Transformer Based on Split Strip Lines. Proc. of Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON), Tomsk, Russia, 18–20 April 2019, p. 337.
18. Drozdov A. V., Danilov D. S., Yunusov I. V., Goshin G. G. Modeling of Schottky Barrier Diodes for Use in Monolithic Microwave Integrated Circuits. Proc. of TUSUR University. 2018, vol. 21, no. 1, pp. 28–31. doi: 10.21293/1818-0442-2018-21-1-28-31 (In Russ.)
19. Drobotun N., Drozdov A. Broadband Microwave Frequency Doublers with Improved Harmonic Suppression Based on Quasi-Vertical GaAs Schottky Diodes. Proc. of the Electronic Design Innovation Conference EDICON 2017, Shanghai, China, 25–27 April 2017, pp. 1–4.
20. Drozdov A. A 20 to 60 GHz Frequency Doubler MMIC Using a Quasi-Vertical GaAs Schottky Diodes. Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT). Moscow, 14–16 March 2018, pp. 1–4.

21. MM1-1467L GaAs MMIC Double Balanced Mixer Marki Microwave. Available at: <https://www.markimicrowave.com/mixers/mm1-1467l.aspx> (accessed 20.05.2023)

Information about the authors

Daniil S. Danilov, engineer in Radio Engineering (2015), Postgraduate student of the Department of Design of Components and Parts of Electronic Equipment of the Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics (TUSUR). Head of the monolithic integrated circuits development group of the Department of Information and Measurement Systems (DIIS) of Micran JSC. The author of 10 scientific publications. Area of expertise: microwave microelectronics; microwave measuring equipment.
Address: TUSUR, 40, Lenina St., Tomsk 634050, Russia
E-mail: danilov.ds@micran.ru

Alexey V. Drozdov, Cand. Sci. (Eng.) (2018), Leading engineer of RadioGigabit LLC, engineer of Micran JSC. The author of more than 10 scientific publications. Area of expertise: microwave microelectronics; microwave measuring technology.
Address: RadioGigabit LLC, 95/2, Osharskaya St., Nizhnyi Novgorod 603105, Russia
E-mail: Alexey.drozdov@radiogigabit.com

Tsyren M. Batoev, Master's Degree in Radio Engineering (2023) of the Department of Ultrahigh Frequencies and Quantum Radio Engineering of the TUSUR, Engineer of the MMIC Development Group in the Department of Microwave Circuitry of Micran JSC. Area of expertise: microwave microelectronics.
Address: TUSUR, 40, Lenina St., Tomsk 634050, Russia
E-mail: batoev.tsm@micran.ru

Yury A. Lamanov, Master's Degree in Radio Engineering (2023) of the Department of Ultrahigh Frequencies and Quantum Radio Engineering of the TUSUR, Engineer of the MMIC Development Group in the Department of Microwave Circuitry of Micran JSC. The author of 1 scientific publication. Area of expertise: technologies of manufacturing and control of printed circuit boards.
Address: TUSUR, 40, Lenina St., Tomsk 634050, Russia
E-mail: yury_lamanov@mail.ru

Andrey S. Zagorodny, Cand. Sci. (Eng.) (2014), Associate Professor of the Department of Ultrahigh Frequencies and Quantum Radio Engineering of TUSUR. Head of the Department of Microwave Circuitry of Micran JSC. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: microwave microelectronics; microwave measuring technology.
Address: TUSUR, 40, Lenina St., Tomsk 634050, Russia
E-mail: andreyzag@micran.ru

Nickolay D. Malyutin, Dr Sci. (Eng.) (1993), Chief Supervisor of the Research Institute of Electrical Communication Systems, Professor of the Department of Components and Components Design of Radio-Electronic Equipment of TUSUR. The author of 160 scientific publications. Area of expertise: theory of coupled strip structures; devices based on them; measurement of materials parameters, including non-linear crystals.
Address: TUSUR, 40, Lenina St., Tomsk 634050, Russia
E-mail: ndm@main.tusur.ru
<http://orcid.org/0000-0003-0317-9096>

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

УДК 519.248

Научная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-5-99-111>

Статистический анализ локальных экстремумов взволнованной морской поверхности на основе данных математического моделирования

Н. С. Пыко[✉], Е. Д. Орандаренко, М. И. Богачев

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

[✉] goststalker13@gmail.com

Аннотация

Введение. Обобщенное распределение экстремальных значений (Generalized Extreme Value – GEV) считается единственным возможным предельным распределением нормированных максимумов независимых и одинаково распределенных случайных величин. Традиционно выделяются 3 возможных типа распределения экстремальных значений, называемых также типами I, II и III. Отнесение случайного процесса или суперпозиции нескольких случайных процессов по виду распределения локальных максимумов к какому-либо типу, а также оценка параметров распределения может являться основанием для классификации или критерием оценки природных или техногенных процессов. При исследовании морской поверхности широко используются методы дистанционного радиолокационного зондирования, позволяющие за короткое время оценивать большие участки водной поверхности. Выделение экстремумов в изображении водной поверхности, построенном на основе отраженных сигналов, и дальнейшая оценка параметров их распределения позволяют сделать выводы о силе ветра, а также наличии зыби.

Цель работы. Исследование методом математического моделирования распределения локальных максимумов взволнованной морской поверхности при различной ветроволновой обстановке.

Материалы и методы. Для оценки состояния взволнованной морской поверхности использовалась оценка параметров обобщенного распределения экстремальных значений.

Результаты. Построена математическая модель взволнованной морской поверхности, включающая в себя ветровое волнение и волны зыби. Показано, что распределение локальных максимумов в отсутствие зыби аппроксимируется распределением Вейбулла, т. е. относится к III типу распределения GEV, параметры которого зависят от скорости ветра, при этом зависимость от глубины практически отсутствует. При наличии волн зыби распределение локальных экстремумов относится ко II типу распределения GEV, т. е. является распределением Фреше, а его параметры зависят от угла между волнами зыби и ветровыми волнами.

Заключение. На основании полученных результатов можно сделать вывод о целесообразности использования параметров распределения локальных экстремумов для характеристик морского волнения, и в первую очередь – для прогнозирования аномальных ситуаций на море, связанных с влиянием волн зыби.

Ключевые слова: ветровое волнение, волны зыби, распределение экстремальных значений, локальные максимумы, дистанционное зондирование

Для цитирования: Пыко Н. С., Орандаренко Е. Д., Богачев М. И. Статистический анализ локальных экстремумов взволнованной морской поверхности на основе данных математического моделирования // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 5. С. 99–111. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-99-111

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования: грант Российского научного фонда № 21-79-10375, <https://rscf.ru/project/21-79-10375/>

Статья поступила в редакцию 12.05.2023; принята к публикации после рецензирования 24.09.2023; опубликована онлайн 29.11.2023



Statistical Analysis of Local Extrema in Rough Sea Surfaces Based on Computer Simulation

Nikita S. Pyko[✉], Elena D. Orandarenko, Mikhail I. Bogachev
Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

[✉] goststalker13@gmail.com

Abstract

Introduction. Generalized extreme value (GEV) distributions represent a universal description of the limiting distribution of the normalized local maxima statistics for independent and identically distributed data series. Extreme value distributions are commonly classified into three different types representing different functional forms and thus varying in shape, also known as types I, II, and III. Thus, attribution of some observational data series to a particular type of its local maxima distribution, as well as fitting of the distribution parameters, provides certain information about the laws governing the underlying natural or technogenic process. Radar-based remote sensing techniques represent a ubiquitous tool for analyzing large patterns of the sea surface and determining the parameters of the waves. In turn, understanding the laws governing the extreme values in the rough sea surface obtained from their radar images followed by evaluation of their distribution parameters, depending on the wind speed and direction, as well as the presence of surface currents and swells, can be useful for predicting wave height.

Aim. Analysis of the functional forms governing the local extreme value distributions in a rough sea surface for the given wind and swell parameters based on computer simulations.

Materials and methods. For the rough sea surface simulated by an additive harmonic synthesis procedure, the local extreme value distribution was fitted using the least-mean-squares technique. The fitted parameters were then used for their classification according to the three predetermined types.

Results. Computer simulations of a rough sea surface with combined wind and swell waves were performed. It is shown that the distribution of local maxima in the absence of swell waves could be well approximated by the Weibull (type III GEV) distribution, with the parameters explicitly depending on the wind speed. At the same time, no significant dependence on the sea depth was observed. On the contrary, in the presence of additional swell waves, the distribution of local extrema could be rather attributed to the Fréchet (type II GEV) distribution, with the parameters additionally depending on the angle between the wind and swell waves.

Conclusion. The laws governing the distributions of local wave extrema in rough seas are in a good agreement with the theoretical GEV approximations, with the distribution parameters being deductible from the key features of the waves. This indicates the predictability of wave height extrema from sea surface measurements, which can be performed based on remote radar observations.

Keywords: wind waves, swell waves, extreme value distribution, local maxima, remote sensing

For citation: Pyko N. S., Orandarenko E. D., Bogachev M. I. Statistical Analysis of Local Extrema in Rough Sea Surfaces Based on Computer Simulation. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 5, pp. 99–111. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-5-99-111

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

Acknowledgment: Russian Science Foundation grant № 21-79-10375, <https://rscf.ru/project/21-79-10375/>

Submitted 12.05.2023; accepted 24.09.2023; published online 29.11.2023

Введение. Радиолокационные методы дистанционного зондирования представляют собой повсеместно распространенный инструмент для анализа морской поверхности и определения параметров волнения. Понимание статистических закономерностей формирования экстремальных значений волнения, полученных по радиолокационным изображениям мор-

ской поверхности, оценка параметров их распределения в зависимости от скорости и направления ветра, а также наличия поверхностных течений и зыби имеют практическое значение для прогнозирования высоты волн. Целью проделанной работы является исследование распределения локальных экстремумов морской поверхности при различных парамет-

рах морского волнения методом математического моделирования. Актуальность тематики проведенных исследований подтверждается многочисленными публикациями, посвященными моделированию морской поверхности и анализу экстремальных значений высоты волн (см., например, [1–5]).

Рассмотрена модель ветровых волн, полученная методом гармонического синтеза и основанная на применении двумерного спектра морского волнения. Параметрами модели являются глубина и скорость ветра. Оценены параметры распределения локальных максимумов в зависимости от параметров модели. Показано, что распределение локальных максимумов относится к типу III обобщенного распределения экстремальных значений и представляет собой распределение Вейбулла. Исследована зависимость параметров распределения – медианы, коэффициентов формы, сдвига и масштаба от глубины и силы ветра в модели на основе спектра Пирсона–Московица.

Описана модель морской поверхности, связанная с присутствием двух волновых процессов: волн зыби на фоне ветрового волнения. Показано, что параметры распределения локальных максимумов в этом случае зависят от величины угла между ветровыми волнами и волнами зыби, а само распределение относится к типу II обобщенного распределения экстремальных значений и представляет собой распределение Фреше.

Полученные результаты могут быть использованы для оценки характера морского волнения, особенно в случае наличия дополнительных типов волнения, присутствующих на фоне ветровых волн.

Метод исследований. Плотность вероятности экстремальных значений описывается распределением GEV (Generalized Extreme Value). Обобщенное распределение экстремальных значений (GEV) представляет собой семейство непрерывных распределений вероятностей. Традиционно выделяются 3 возможных типа распределения экстремальных значений GEV, называемых также типами I, II и III. Эти распределения в технической литературе известны как распределения Гумбеля, Фреше и Вейбулла [6–8].

Согласно теореме об экстремальных значениях распределение GEV считается единственным возможным предельным распределением нормированных максимумов независимых и одинаково распределенных случайных величин. В [9] показано, что GEV также успешно описывает распределения локальных максимумов и для моделей рядов данных с немарковскими корреляционными свойствами, в том числе и для моделей с долговременной зависимостью. Исследования авторов настоящей статьи, представленные в [10], показали, что флуктуационная функция для моделей морского волнения в широком диапазоне масштабов имеет степенной вид, что является признаком наличия долговременной зависимости. Следовательно, применение обобщенного распределения экстремальных значений в отношении локальных максимумов, определяемых по моделям морской поверхности, а в последующих исследованиях и в отношении реальных данных дистанционного зондирования является правомерным.

Функция плотности вероятности обобщенного распределения экстремальных значений (GEV):

$$F(x) = \frac{1}{\beta} t(x)^{\varepsilon+1} e^{-t(x)}, \quad (1)$$

где β – параметр масштаба; $t(x) = \begin{cases} \frac{-1}{\left[1 + \varepsilon \left(\frac{x-\mu}{\beta}\right)\right]^{\frac{1}{\varepsilon}}} - 1, & \text{если } \varepsilon \neq 0; \\ \frac{-(x-\mu)}{\beta}, & \text{если } \varepsilon = 0; \end{cases}$ ε – параметр формы; μ – параметр местоположения.

Распределение Гумбеля, известное также как логарифмическое распределение Вейбулла, соответствует случаю равенства нулю параметра формы и, тем самым, является более привлекательным для использования, поскольку требует определения всего двух, а не трех, параметров.

Установлено, что распределения с экспоненциально убывающими "хвостами" плотности вероятности, например нормальное, относятся к распределению Гумбеля (тип I). Распределения, "хвосты" которых убывают полиномиально, относятся к распределению Фреше (тип II). Распределения, "хвосты" которых являются конечными, относятся к распределению

Вейбулла (тип III). Параметр формы для распределения Фреше является положительным, а для распределения Вейбулла – отрицательным.

Исследования были направлены на установление вида плотности вероятности локальных экстремумов, соответствующей как ветровому волнению, так и суперпозиции ветрового волнения и волн зыби, а также на оценивание влияния параметров модели морского волнения на параметры полученной плотности вероятности.

Описание объекта исследований. С позиций спектрального анализа структуру волнового поля при ветровом волнении можно выразить как суперпозицию достаточно большого числа элементарных составляющих, принимая за последние плоские синусоидальные волны различных амплитуд, фаз и направлений распространения, каждая из которых описывается выражением [11]

$$z(x, y, t) = \alpha \sin \left\{ k \left[x \cos(\theta) + y \sin(\theta) \right] - \omega t + \varphi \right\}, \quad (2)$$

где x, y, t – текущие пространственно-временные координаты; α – амплитуда элементарной волны; k – волновое число; θ – угол между направлением распространения элементарной волны и направлением наблюдения; ω – частота элементарной волны; φ – случайная фаза.

Амплитуду элементарной волны можно выразить через двумерный энергетический спектр волнения $S(\omega, \theta)$ и интервалы частот $\Delta\omega$ и направлений $\Delta\theta$:

$$\alpha = \sqrt{2S(\omega, \theta) \Delta\omega \Delta\theta}. \quad (3)$$

Двумерный спектр морского волнения, в свою очередь, можно выразить как произведение частотного $S_\omega(\omega)$ и углового спектров $S_\theta(\omega, \theta)$:

$$S(\omega, \theta) = S_\omega(\omega) S_\theta(\omega, \theta), \quad (4)$$

причем

$$S_\omega(\omega) = \int_{-\pi}^{\pi} S(\omega, \theta) d\theta. \quad (5)$$

На основании (2) и (3) взволнованную морскую поверхность можно представить в виде

$$z(x, y, t) = \sum_{p=1}^{N_\omega} \sum_{q=1}^{N_\theta} \sqrt{2S(\omega_p, \theta_q) \Delta\omega \Delta\theta} \times \sin \left\{ k_p \left[x \cos(\theta_q) + y \sin(\theta_q) \right] - \omega_p t + \varphi_{p,q} \right\}, \quad (6)$$

где N_ω и N_θ – число задаваемых при моделировании значений частоты и угла соответственно.

Связь частоты волн и волнового числа определяется дисперсионным соотношением

$$\omega = \sqrt{gk \left(1 + \frac{\sigma}{\rho g} k^2 \right) \text{th}(kR)}, \quad (7)$$

где $g = 9.8 \text{ м/с}^2$ – гравитационная постоянная;

$\sigma = 74.34 \cdot 10^{-3} \text{ Н/м}$ – поверхностное натяжение на границе раздела сред воздух – морская вода; ρ – плотность воды; R – глубина моря.

В первой части исследований было рассмотрено влияние силы ветра и глубины акватории на распределение локальных максимумов при наличии только устоявшегося ветрового волнения. Чтобы устранить зависимость влияния угла между направлением визирования и направлением ветра, воспользуемся формулой (5), тогда (6) примет вид

$$z(x, t) = \sum_{p=1}^{N_\omega} \sqrt{2S(\omega_p) \Delta\omega} \sin(k_p x - \omega_p t + \varphi_p).$$

При моделировании предполагалось, что ветровое волнение устоявшееся и может быть описано спектром Пирсона–Московица [11]:

$$S(\omega) = 7.04 \frac{m_0}{\bar{\omega}} \left(\frac{\omega_m}{\omega} \right)^5 \exp \left[-\frac{5}{4} \left(\frac{\omega_m}{\omega} \right)^4 \right],$$

где m_0 – нулевой момент спектра морского волнения; $\bar{\omega}$ – средняя частота морских волн; $\omega_m = g/U_{19.5}$; $U_{19.5}$ – скорость ветра на высоте 19.5 м.

Учитывая, что $\omega_m = 0.71\bar{\omega}$:

$$S(\omega) = 4.98 \frac{m_0}{\omega_m} \left(\frac{\omega_m}{\omega} \right)^5 \exp \left[-\frac{5}{4} \left(\frac{\omega_m}{\omega} \right)^4 \right].$$

В соответствии с линейной моделью средние значения высот (\bar{h}) связаны с моментами спектра следующим выражением [11, 12]:

$$m_0 = \frac{\bar{h}^2}{2\pi}.$$

Значимая высота установившегося волнения ($h_{1/3}$) может быть определена по формуле [11]

$$h_{1/3} = 0.0205 U_{10}^2 \left\{ 1 - \exp \left[-1.3 \left(\frac{t}{0.526 U_{10}} \right)^{0.6} \right] \right\},$$

где U_{10} – скорость ветра на высоте 10 м; t – продолжительность воздействия ветра. С учетом соотношения между средней и значимой высотами волн [11, 12] средняя высота волн будет равна:

$$\bar{h} = 0.0128 U_{10}^2 \left\{ 1 - \exp \left[-1.3 \left(\frac{t}{0.526 U_{10}} \right)^{0.6} \right] \right\}.$$

Как видно из представленных выражений, в расчетах используются скорости ветра на разных высотах. При моделировании было использовано следующее, связывающее их соотношение [13]:

$$U(h) = U_{10} \left[1 + C \ln \left(\frac{h}{10} \right) \right];$$

$$C = 0.0573 \sqrt{1 + 0.15 U_{10}};$$

$$h = 19.5 \text{ м.}$$

Во второй части исследования было необходимо учитывать разницу в направлении распространения ветровых волн и волн зыби. В связи с этим при моделировании были использованы двумерные спектры ветрового волнения и зыби (6). Частотный спектр зыби может быть описан выражением [12]

$$S(\omega) = \frac{6 m_0}{\omega_m} \left(\frac{\omega_m}{\omega} \right)^6 \exp \left[-1.2 \left(\frac{\omega_m}{\omega} \right)^5 \right].$$

Для определения средней высоты волн зыби были использованы табличные данные [11], показывающие соотношение высот волн зыби и исходного ветрового волнения в зависимости от времени, прошедшего с момента прекращения ветра. В табл. 1 приведены расстояние D , на которое распространяется зыбь за время t , и высота зыби h в конце этого расстояния в зависимости от начальной высоты волнения h_0 .

Есть множество вариантов представления углового спектра волнения, описанных, например, в [10, 11, 14, 15]. Однако большинство из них рассмотрены только для ветрового волнения. Для углового спектра зыби основной моделью является распределение \cos^{2s} [13]. Исходя из этого, при моделировании было использовано угловое распределение \cos^{2s} :

$$S_\theta(\omega, \theta) = \frac{\Gamma(s+1)}{2\sqrt{\pi}\Gamma(s+0.5)} \cos^{2s} \left(\frac{\theta}{2} \right),$$

где Γ – гамма-функция; $s = 15 \left(\frac{\omega}{\omega_m} \right)^\mu$ для

ветровых волн; $s = 50 \left(\frac{\omega}{\omega_m} \right)^\mu$ для волн зыби;

$$\mu = \begin{cases} 0.1, & \omega < \omega_m; \\ -2, & \omega \geq \omega_m. \end{cases}$$

Суммарное волнение можно представить суммой ветровых волн z_w и волн зыби z_s [16]:

$$z = z_w + z_s. \quad (8)$$

Табл. 1. Параметры зыби при различных условиях
 Tab. 1. Rough sea parameters under different conditions

| h_0 , м | t , ч | | | | | | | | | |
|-----------|---------------|---------|---------------|---------|---------------|---------|---------------|---------|---------------|---------|
| | 6 | | 12 | | 18 | | 24 | | 30 | |
| | D , м. миля | h , м | D , м. миля | h , м | D , м. миля | h , м | D , м. миля | h , м | D , м. миля | h , м |
| 10 | 110 | 8.0 | 220 | 6.4 | 350 | 5.2 | 475 | 4.4 | 600 | 4.0 |
| 9 | 100 | 7.2 | 200 | 5.8 | 310 | 4.9 | 430 | 4.1 | 560 | 3.4 |
| 8 | 90 | 6.4 | 180 | 5.2 | 275 | 4.6 | 380 | 3.8 | 495 | 3.3 |
| 7 | 80 | 5.6 | 160 | 4.6 | 240 | 4.2 | 335 | 3.5 | 420 | 3.2 |
| 6 | 65 | 4.8 | 135 | 4.1 | 205 | 3.7 | 290 | 3.2 | 370 | 2.8 |
| 5 | 50 | 4.0 | 110 | 3.5 | 170 | 3.1 | 240 | 2.9 | 300 | 2.5 |
| 4 | 40 | 3.2 | 90 | 2.8 | 140 | 2.6 | 190 | 2.3 | 240 | 1.9 |
| 3 | 30 | 2.3 | 70 | 2.0 | 110 | 1.7 | 150 | 1.5 | 180 | 1.3 |
| 2 | 20 | 1.5 | 50 | 1.3 | 75 | 0.8 | 100 | 0.7 | – | – |

Для упрощения моделирования в координатах дальность-азимут формула (6) была представлена в полярных координатах [13]:

$$z(r, \psi, t) = \sum_{p=1}^{N_\omega} \sum_{q=1}^{N_\theta} \sqrt{2S(\omega_p, \theta_q) \Delta\omega \Delta\theta} \times \sin \left\{ k \left[r \cos(\psi) \cos(\theta_q) + r \sin(\psi) \sin(\theta_q) \right] - \omega_p t + \phi_{p,q} \right\}, \quad (9)$$

где r, ψ, t – текущие пространственно-временные координаты.

Исследование распределений локальных максимумов в моделях морской поверхности при установившемся ветровом волнении. Статистический анализ характеристик распределения локальных максимумов был применен к моделям морской поверхности, построенным на основании двумерного спектра Пирсона–Московица. Были рассмотрены значения силы ветра (скорости ветра) 3; 6; 9; 12; 15 м/с и значения глубин 1; 2; 5; 10; 50; 1000 м.

На рис. 1, 2 представлены примеры распределения амплитуд максимумов при разных показателях силы ветра и глубины. Как видно из представленных примеров, эмпирическое распределение соответствует распределению GEV.

В табл. 2–4 представлены значения параметров распределения GEV для рассмотренных

моделей. Параметр формы ε для всех рассмотренных значений глубины и силы ветра принимает значения, близкие к -0.2 (среднее значение -0.2 ; СКО равно 0.02). Отрицательные значения параметра формы позволяют сделать вывод, что распределение амплитуд локальных максимумов является распределением GEV III типа, т. е. распределением Вейбулла.

Зависимости параметра местоположения и параметра масштаба от глубины и скорости ветра приведены на рис. 3.

Мерой центральной тенденции для данных, не подчиняющихся нормальному распределению, традиционно является медиана. На рис. 4 показаны зависимости медианы локальных максимумов от скорости ветра и от глубины соответственно.

На основании рис. 3, 4 можно сделать вывод, что параметры местоположения и масштаба, как и медиана распределения локальных максимумов, практически не зависят от глубины, но проявляют явно выраженную зависимость от скорости ветра.

Исследование распределений локальных максимумов при наличии зыби на фоне установившегося ветрового волнения. На этом этапе исследований были получены статистические характеристики локальных экстремумов моделей морской поверхности при наличии двух волновых процессов: развитого ветрового волнения и зыби.

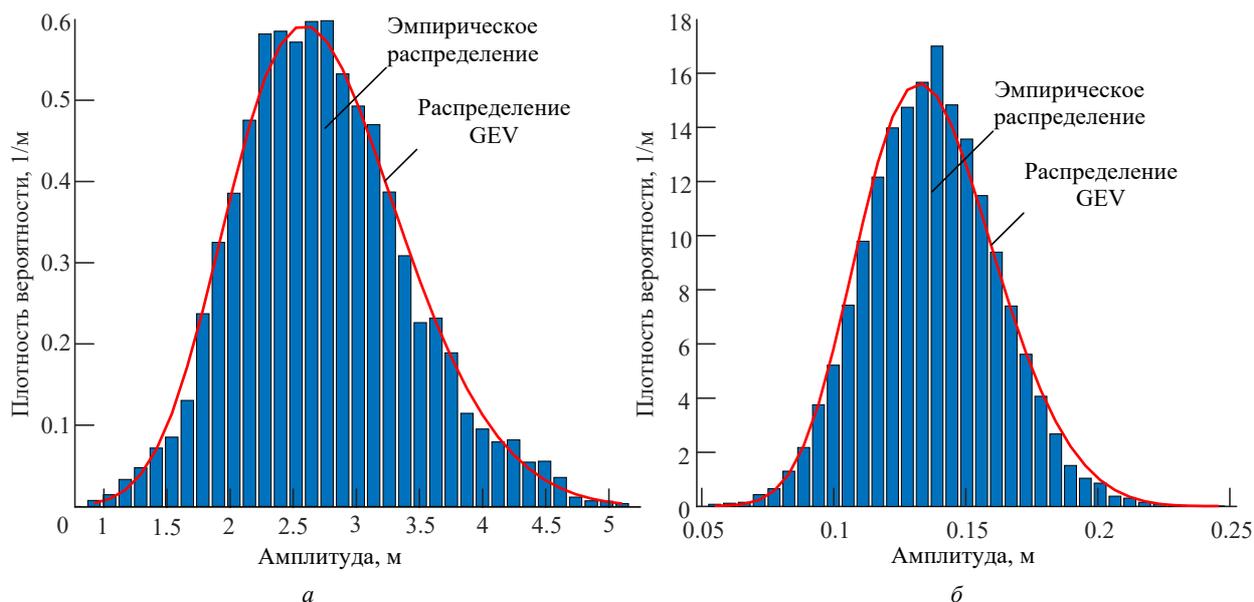


Рис. 1. Гистограммы амплитуд локальных максимумов при глубине 1000 м и скорости ветра: а – 15 м/с; б – 3 м/с

Fig. 1. Histograms of amplitudes of local maxima at wind speeds of 15 m/s (a) and 3 m/s (b) and a depth of 1000 m

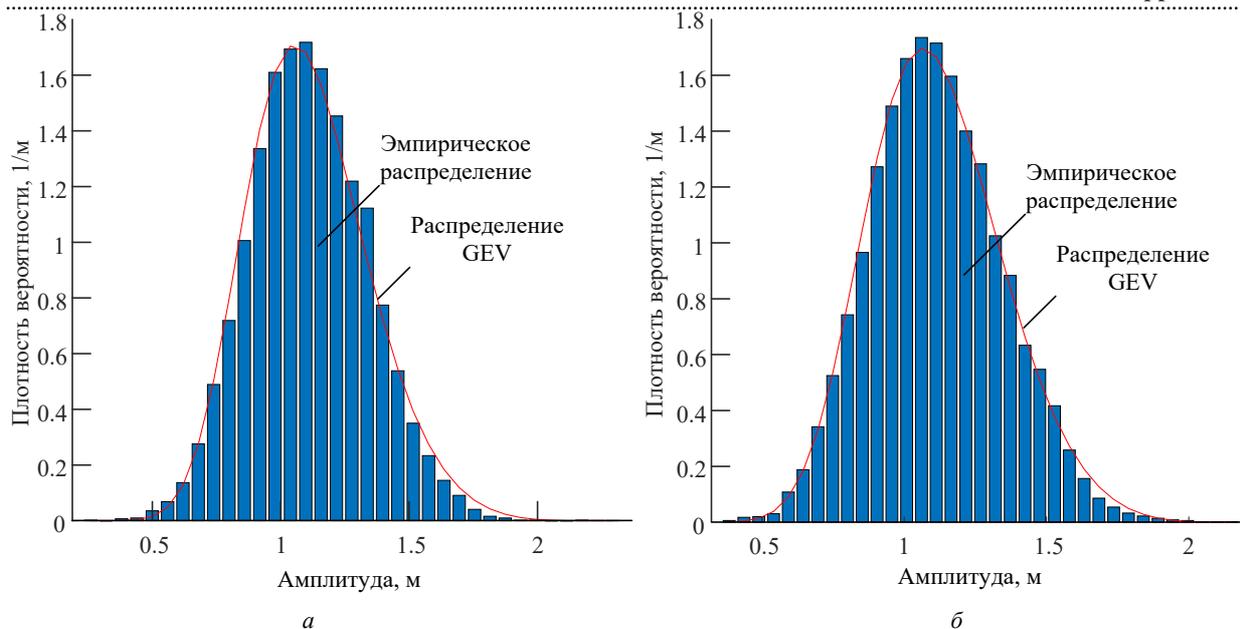


Рис. 2. Гистограммы амплитуд локальных максимумов при скорости ветра 9 м/с и глубине: а – 2 м; б – 50 м
 Fig. 2. Histograms of the amplitudes of local maxima at a wind speed of 9 m/s and a depth of 2 m (a) and 50 m (b)

Табл. 2. Значения параметра формы (ϵ) в зависимости от глубины и скорости ветра
 Tab. 2. Values of the shape parameter (ϵ) depending on the depth and wind speed

| Глубина, м | Скорость ветра, м/с | | | | |
|------------|---------------------|-------|-------|-------|-------|
| | 3 | 6 | 9 | 12 | 15 |
| 1 | -0.21 | -0.23 | -0.17 | -0.20 | -0.23 |
| 2 | -0.19 | -0.23 | -0.17 | -0.19 | -0.21 |
| 5 | -0.17 | -0.21 | -0.17 | -0.24 | -0.23 |
| 10 | -0.20 | -0.16 | -0.23 | -0.21 | -0.21 |
| 50 | -0.21 | -0.19 | -0.18 | -0.21 | -0.19 |
| 1000 | -0.19 | -0.16 | -0.18 | -0.18 | -0.17 |

Табл. 3. Значения параметра местоположения (μ) в зависимости от глубины и скорости ветра
 Tab. 3. Values of the location parameter (μ) depending on the depth and wind speed

| Глубина, м | Скорость ветра, м/с | | | | |
|------------|---------------------|-------|------|------|------|
| | 3 | 6 | 9 | 12 | 15 |
| 1 | 0.024 | 0.094 | 0.22 | 0.40 | 0.67 |
| 2 | 0.025 | 0.098 | 0.22 | 0.39 | 0.63 |
| 5 | 0.024 | 0.096 | 0.23 | 0.39 | 0.62 |
| 10 | 0.024 | 0.101 | 0.22 | 0.42 | 0.64 |
| 50 | 0.023 | 0.097 | 0.22 | 0.40 | 0.63 |
| 1000 | 0.024 | 0.095 | 0.22 | 0.39 | 0.63 |

Табл. 4. Значения параметра масштаба (β) в зависимости от глубины и скорости ветра
 Tab. 4. Values of the scale parameter (β) depending on the depth and wind speed

| Глубина, м | Скорость ветра, м/с | | | | |
|------------|---------------------|------|------|------|------|
| | 3 | 6 | 9 | 12 | 15 |
| 1 | 0.12 | 0.48 | 1.02 | 1.79 | 2.75 |
| 2 | 0.13 | 0.46 | 1.02 | 1.76 | 2.73 |
| 5 | 0.13 | 0.49 | 1.01 | 1.74 | 2.56 |
| 10 | 0.13 | 0.49 | 1.02 | 1.72 | 2.51 |
| 50 | 0.13 | 0.49 | 1.02 | 1.71 | 2.51 |
| 1000 | 0.13 | 0.48 | 1.03 | 1.68 | 2.47 |

Как было показано ранее, параметры локальных максимумов практически не зависят

от глубины, поэтому для упрощения расчетов и повышения информативности результатов при

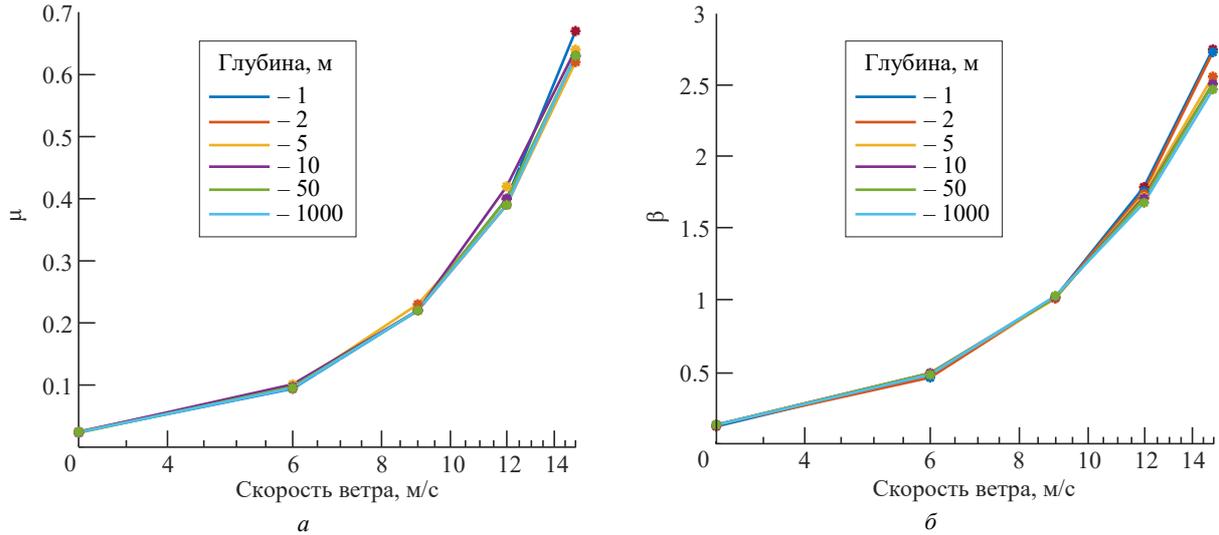


Рис. 3. Зависимость параметров местоположения (а) и масштаба (б) от глубины и скорости ветра

Fig. 3. Dependence of location (a) and scale parameters (b) on the depth and wind speed

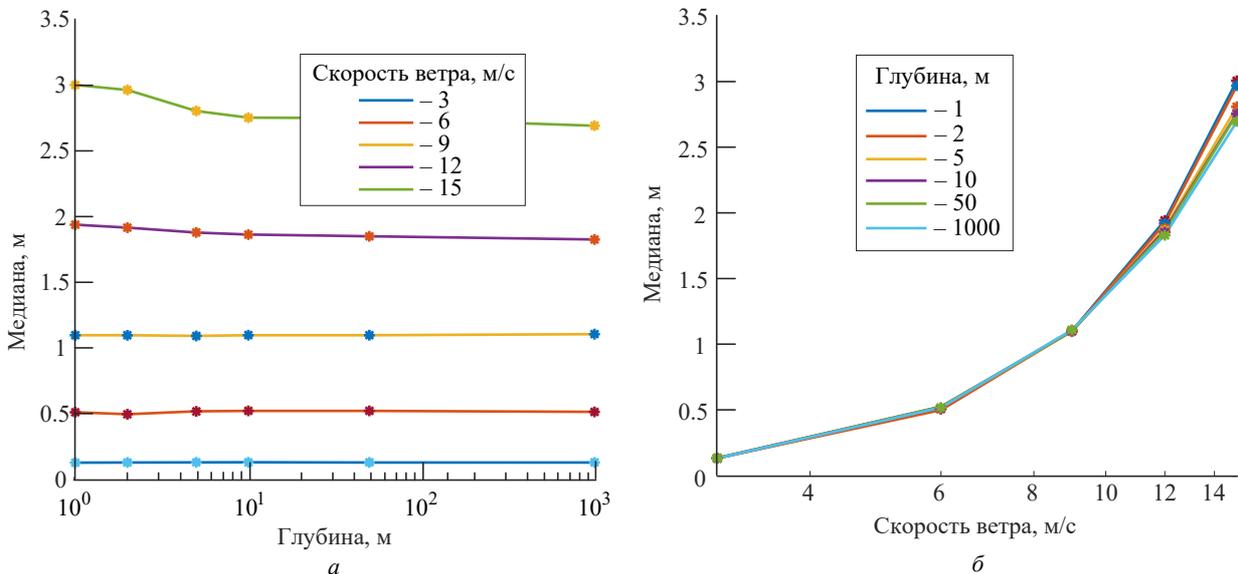


Рис. 4. Зависимость медианы локальных максимумов от скорости (а) и глубины (б) ветра

Fig. 4. Dependence of the median of local maxima on the speed (a) and wind depth (b)

моделировании было применено дисперсионное соотношение для глубокой воды, что позволило, пренебрегая действием поверхностного натяжения, переписать дисперсионное соотношение (7) в виде

$$\omega = \sqrt{gk}. \quad (10)$$

Моделирование ветровых волн и волн зыби производилось по формуле (9) с учетом соотношения (10). Итоговый волновой профиль определялся в каждой точке согласно соотношению (8).

На рис. 5 приведены гистограммы локальных максимумов, построенные для различных углов между ветровыми волнами и волнами

зыби при полностью установившемся ветровом волнении при следующих значениях параметров модели морской поверхности:

$U_{10w} = 10$ м/с – скорость ветра на высоте 10 м, формирующего ветровое волнение;

$T_{hour0} = 12$ ч – время действия ветра, формирующего ветровое волнение;

$U_{10s} = 15$ м/с – скорость ветра на высоте 10 м, формирующего волны зыби;

$T_{Shour} = 12$ ч – время действия ветра, формирующего волны зыби;

$T_{hour} = 12$ ч – время, прошедшее после окончания действия ветра, формирующего волны зыби.

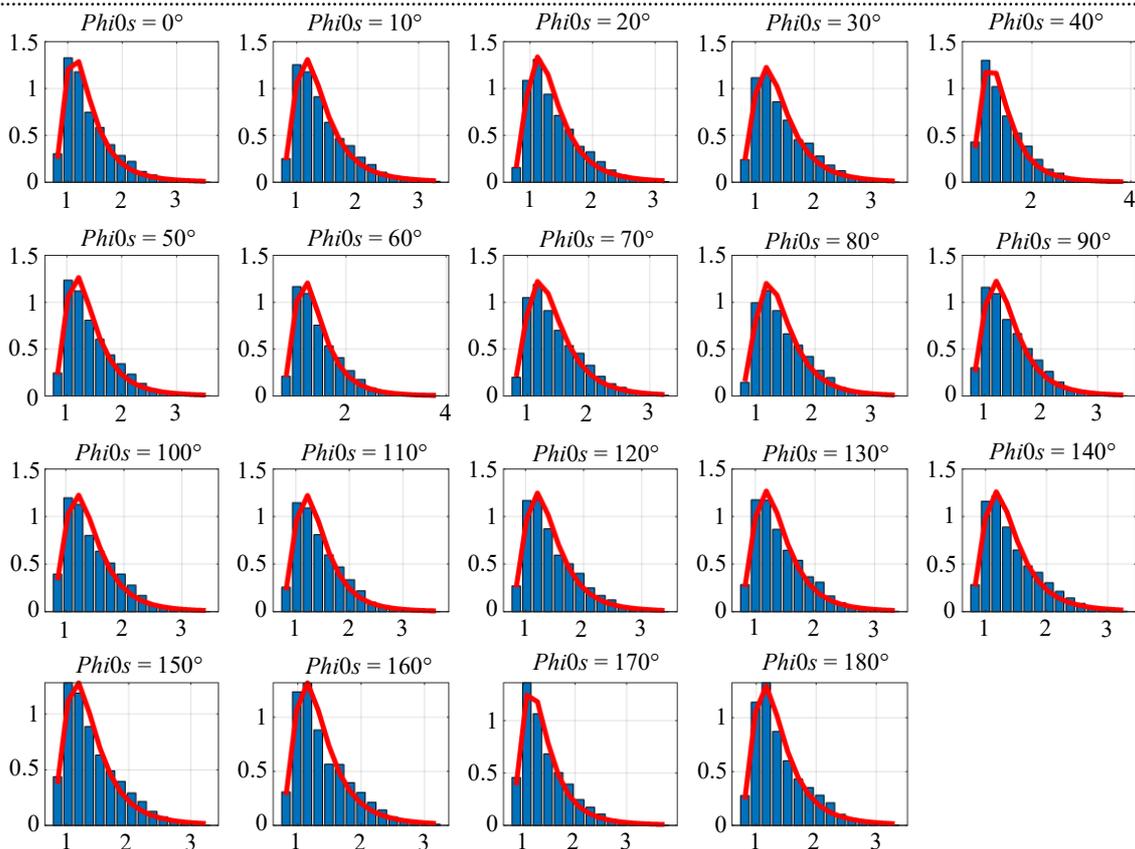


Рис. 5. Гистограммы локальных максимумов при различных значениях угла между ветровыми волнами и волнами зыби

Fig. 5. Histograms of local maxima for different values of the angle between wind waves and swell waves

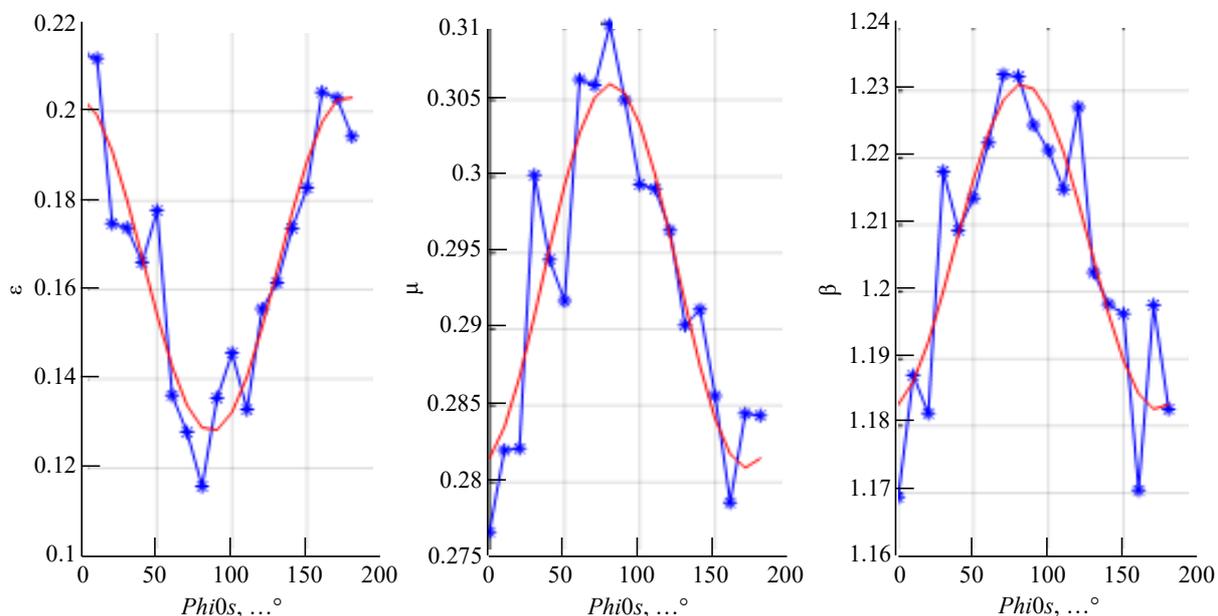


Рис. 6. Зависимость параметров распределения GEV от угла между ветровыми волнами и волнами зыби

Fig. 6. Dependence of GEV distribution parameters on the angle between wind waves and swell waves

На гистограммах на рис. 5 красным цветом наложены графики плотности вероятности, соответствующие распределению GEV.

Зависимости оценок параметров распреде-

ления GEV от величины угла $\phi i0s$ между ветровыми волнами и волнами зыби приведены на рис. 6. На рис. 6 слева направо представлены зависимости, полученные для параметра фор-

мы (Shape, ε в (1)), параметра местоположения (Location, μ в (1)) и параметра масштаба (Scale, β в (1)). На графиках маркерами показаны полученные выборочные оценки, сплошными линиями красного цвета показана гармоническая аппроксимация выявленных зависимостей. Поскольку для всех рассмотренных параметров модели морского волнения коэффициент формы принимает положительные значения, распределение локальных экстремумов при наличии волн зыби на фоне развитого ветрового волнения относится к II типу распределения GEV, т. е. является распределением Фреше.

Параметры местоположения и масштаба проявляют явную зависимость от угла между волнами зыби и ветровыми волнами, принимая наибольшие значения при величине угла, близкой к 90° .

Медианы локальных экстремумов, выявленных на изображениях морской поверхности, также проявляют выраженную зависимость от угла между ветровыми волнами и волнами зыби как при различных значениях времени, прошедшего после формирования зыби (рис. 7), так и при различных значениях времени действия ветра, формирующего зыбь (рис. 8). Сплошными линиями на рис. 7 и 8 показаны гармонические аппроксимации. Наибольшие значения медиан соответствуют величине угла

между ветровыми волнами и волнами зыби, близкой к 90° при всех значениях параметров модели морской поверхности, соответствующих установившемуся волнению.

Очевидно, что свойства медианы локальных экстремумов соответствуют свойствам параметра местоположения распределения GEV.

Заклучение. Для модели ветровых волн на основе двумерного спектра Пирсона–Московица подробно исследовано распределение локальных максимумов. Определены параметры обобщенного распределения GEV при значениях глубины от 1 до 1000 м и скорости ветра от 3 до 15 м/с. Построены соответствующие графические зависимости.

Установлено, что распределение локальных максимумов в отсутствие аномальных волн аппроксимируется распределением Вейбулла и, тем самым, относится к типу III обобщенного распределения экстремальных значений. Параметры распределения зависят от скорости ветра. Зависимость от глубины практически отсутствует.

При использовании модели, отражающей наличие волн зыби на фоне развитого ветрового волнения, распределение локальных максимумов аппроксимируется распределением Фреше, параметры которого зависят от угла между ветровым волнением и волнами зыби, причем выявленные зависимости имеют гармо-

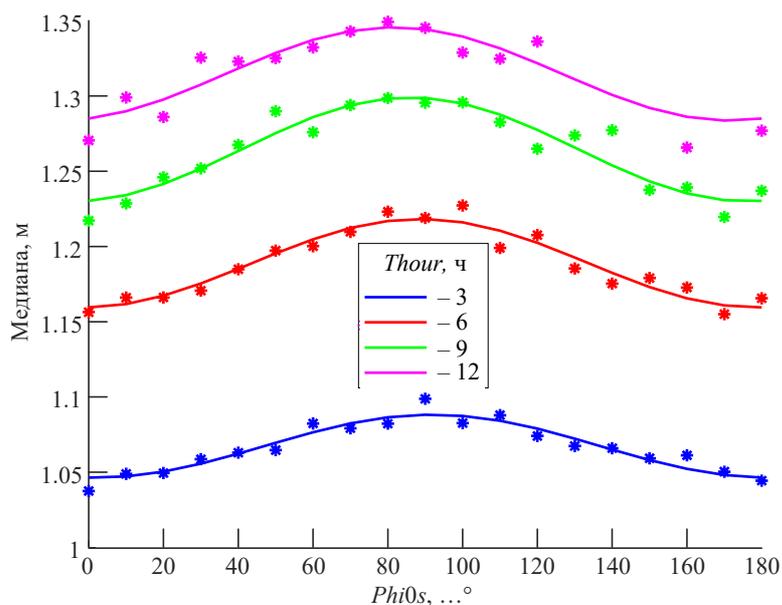


Рис. 7. Медианы локальных максимумов при различных значениях $Thour$ – времени, прошедшего после окончания действия ветра

Fig. 7. Medians of local maxima for different values of the time $Thour$ elapsed after the end of the wind action

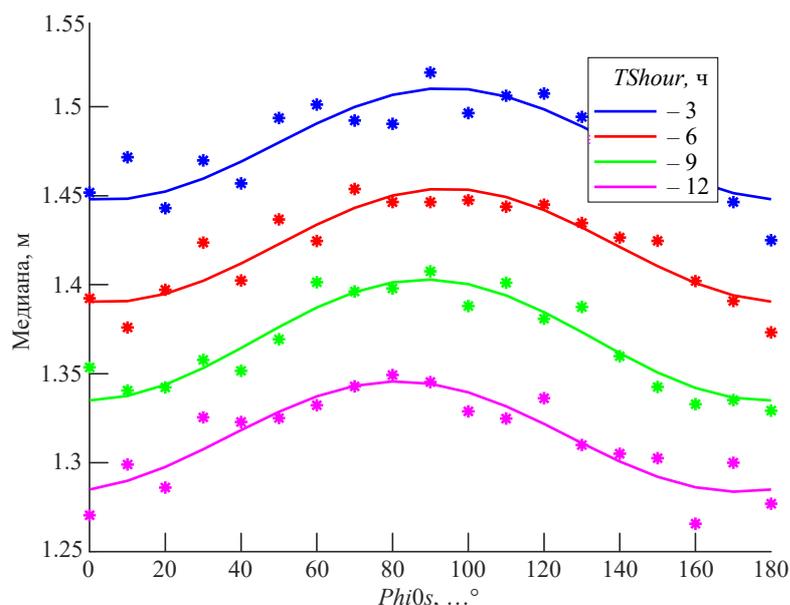


Рис. 8. Медианы локальных максимумов при различных значениях $TShour$ – времени действия ветра, формирующего волны зыби

Fig. 8. Medians of local maxima at different values of the time $TShour$ of action of the wind that forms swell waves

нический характер. Таким образом, добавление волн зыби меняет тип распределения экстремальных значений GEV, а угол между волнами разных типов определяет его параметры. Параметры распределения GEV при этом можно использовать для косвенного оценивания угла между ветровыми волнами и волнами зыби.

На основании полученных результатов можно сделать вывод о целесообразности использования параметров распределения локальных экстремумов для характеристики морского волнения, и в первую очередь – для прогнозирования аномальных ситуаций на море, связанных с влиянием волн зыби. Наиболее нежелательной для безопасного судоходства

ситуацией при этом является приближение угла между ветровыми волнами и волнами зыби к 90° , что приводит к существенному увеличению амплитуд суммарного волнения.

Полученные результаты могут быть использованы при дальнейших исследованиях в рамках прогнозирования аномальных явлений, в том числе появления волн-убийц. Знание параметров и функционального вида законов распределения локальных максимумов при отсутствии и наличии аномальных волн позволит впоследствии разработать алгоритм прогнозирования таких природных явлений, основанный на использовании оценок локальных максимумов, определяемых на изображении морской поверхности.

Авторский вклад

Пыко Никита Сергеевич – выполнение статистического анализа данных; визуализация и статистическая оценка значимости полученных результатов.

Орандаренко Елена Дмитриевна – разработка математической модели морского волнения.

Богачев Михаил Игоревич – разработка концепции исследований и интерпретация результатов.

Author's contribution

Nikita S. Pyko, implementation of the statistical data analysis; visualization and statistical evaluation of the significance of the obtained results.

Elena D. Orandarenko, development of the mathematical model of wave.

Mikhail I. Bogachev, development of the research concept and interpretation of the results.

Список литературы

1. WAFO-a Matlab toolbox for analysis of random waves and loads / P. A. Brodtkorb, P. Johannesson,

G. Lindgren, I. Rychlik, J. Rydén, Eva Sjö // ISOPE Intern. Ocean and Polar Engineering Conf. ISOPE,

2000. ISOPE-I-00-264. P. 1–8.

2. Baxevani A., Rychlik I., Wilson R. J. A new method for modelling the space variability of significant wave height // *Extremes*. 2005. Vol. 8. P. 267–294.

3. Baxevani A., Caires S., Rychlik I. Spatio-temporal statistical modelling of significant wave height // *Environmetrics: The official j. of the Intern. Environmetrics Society*. 2009. Vol. 20, № 1. P. 14–31. doi: 10.1002/env.908

4. Rychlik I., Rydén J., Anderson C. W. Estimation of Return Values for Significant Wave Height from Satellite Data // *Extremes*. 2011. Vol. 14. P. 167–186. doi: 10.1007/s10687-010-0117-3

5. Hildeman A., Bolin D., Rychlik I. Deformed SPDE models with an application to spatial modeling of significant wave height // *Spatial Statistics*. 2021. Vol. 42. P. 100449. doi: 10.1016/j.spasta.2020.100449

6. Stuart C. An Introduction to Statistical Modeling of Extreme Values. Luxembourg: Springer Series in Statistics, 2013. 152 p. doi: 10.1007/978-1-4471-3675-0

7. Coles S. An introduction to statistical modeling of extreme values. London: Springer, 2001. Vol. 208. doi: 10.1007/978-1-4471-3675-0

8. Reiss R. D., Thomas M. Statistical analysis of extreme values. Basel: Birkhäuser, 1997. Vol. 2. 316 p. doi: 10.1007/978-3-0348-6336-0

9. Extreme value statistics in records with long-term persistence / J. F. Eichner, J. W. Kantelhardt, A. Bunde, Sh. Havlin // *Physical Review E*. 2006. Vol. 73, № 1. P. 016130. doi: 10.1103/PhysRevE.73.016130

10. Флуктуационный анализ моделей морской поверхности / В. Н. Михайлов, Н. С. Пыко, М. И. Богачев, В. М. Кутузов // *Вестн. НовГУ*. 2023. Т. 1, № 130. С. 129–145. doi: 10.34680/2076-8052.2023.1(130).129-145

11. Абузяров З. К. Морское волнение и его прогнозирование. Л.: Гидрометеиздат, 1981. 166 с.

12. Давидан И. Н., Лопатухин Л. И., Рожков В. А. Ветровое волнение в Мировом океане. Л.: Гидрометеиздат, 1985. 256 с.

13. Справочные данные по режиму ветра и волнения Баренцева, Охотского и Каспийского морей / под ред. Г. В. Шелкова; Российский морской регистр судоходства. Санкт-Петербург, 2005. 214 с.

14. Measuring and analysing the directional spectra of ocean waves / D. Hauser, K. Kahma, H. E. Krogstad, S. Lehner, J. A. J. Monbaliu. Luxembourg: Office for Official Publications of the European Communities, 2005. XV. 465 p.

15. Iida T. Decomposition and prediction of initial uniform bi-directional water waves using an array of wave-rider buoys // *Renewable Energy*. 2023. Vol. 217. P. 119137. doi: 10.1016/j.renene.2023.119137

16. Gengkun W., Chuanxi L., Yongquan L. Computational simulation and modeling of freak waves based on Longuet-Higgins model and its electromagnetic scattering calculation // *Hindawi Complexity*. 2020. Vol. 2020. Article ID 2727681. doi: 10.1155/2020/2727681

Информация об авторах

Пыко Никита Сергеевич – магистр по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" (СПбГЭТУ, 2019), ассистент кафедры радиотехнических систем, младший научный сотрудник научно-образовательного центра "Цифровые телекоммуникационные системы" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 37 научных работ. Сфера научных интересов – статистический анализ данных; математическое моделирование.

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

E-mail: goststalker13@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-6668-9512>

Орандаренко Елена Дмитриевна – специалист по специальности "Радиоэлектронные системы и комплексы" (СПбГЭТУ, 2018), ассистент кафедры радиотехнических систем, младший научный сотрудник лаборатории "Фундаментальные основы построения интеллектуальных систем" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – статистический анализ данных; математическое моделирование.

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

E-mail: orandarienkoo@gmail.com

<https://orcid.org/0009-0009-6569-2099>

Богачев Михаил Игоревич – доктор технических наук (2018), доцент (2011) кафедры радиотехнических систем, главный научный сотрудник научно-образовательного центра "Цифровые телекоммуникационные технологии" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 200 научных работ. Сфера научных интересов – статистический анализ данных; математическое моделирование.

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

E-mail: rogex@yandex.com
<http://orcid.org/0000-0002-0356-5651>

References

1. Brodtkorb A., Johannesson P., Lindgren G., Rychlik I., Rydén J., Sjö Eva. WAFO-a MATLAB Toolbox for Analysis of Random Waves and Loads. ISOPE Intern. Ocean and Polar Engineering Conf. ISOPE, 2000, ISOPE-I-00-264, pp. 1–8.
2. Baxevani A., Rychlik I., Wilson R. J. A New Method for Modelling the Space Variability of Significant Wave Height. *Extremes*. 2005, vol. 8, pp. 267–294.
3. Baxevani A., Caires S., Rychlik I. Spatio-temporal Statistical Modelling of Significant Wave Height. *Environmetrics: The Official J. of the Intern. Environmetrics Society*. 2009, vol. 20, no. 1, pp. 14–31. doi: 10.1002/env.908
4. Rychlik I., Rydén J., Anderson C. W. Estimation of Return Values for Significant Wave Height from Satellite Data. *Extremes*. 2011, vol. 14, pp. 167–186. doi: 10.1007/s10687-010-0117-3
5. Hildeman A., Bolin D., Rychlik I. Deformed SPDE Models with an Application to Spatial Modeling of Significant Wave Height. *Spatial Statistics*. 2021, vol. 42, p. 100449. doi: 10.1016/j.spasta.2020.100449
6. Stuart C. An Introduction to Statistical Modeling of Extreme Values. Luxembourg: Springer Series in Statistics, 2013, 152 p. doi: 10.1007/978-1-4471-3675-0
7. Coles S. An Introduction to Statistical Modeling of Extreme Values. London, Springer, 2001, vol. 208. doi: 10.1007/978-1-4471-3675-0
8. Reiss R. D., Thomas M. Statistical Analysis of Extreme Values. Basel, Birkhäuser, 1997, vol. 2, 316 p. doi: 10.1007/978-3-0348-6336-0
9. Eichner J. F., Kantelhardt J. W., Bunde A., Havlin Sh. Extreme Value Statistics in Records with Long-Term Persistence. *Physical Review E*. 2006, vol. 73, no. 1, p. 016130. doi: 10.1103/PhysRevE.73.016130
10. Mikhailov V. N., Pyko N. S., Bogachev M. I., Kutuzov V. M. Fluctuation Analysis of Sea Surface Models. *Vestnik NovSU*. 2023, vol. 1, no. 130, pp. 129–145. doi: 10.34680/2076-8052.2023.1(130).129-145 (In Russ.)
11. Abuzyarov Z. K. Sea Waves and Forecasting. *Leningrad, Gidrometeoizdat*, 1981, 166 p. (In Russ.)
12. Davidan I. N., Lopatukhin L. I., Rozhkov V. A. Wind Waves in the Oceans. *Leningrad, Gidrometeoizdat*, 1985, 256 p. (In Russ.)
13. Reference Data on the Wind and Waves in Barentz, Okhotsk and Caspian Seas. Ed. by G. V. Shelkov. Russian Marine Registry Publishing. St Petersburg, 2005, 214 p. (In Russ.)
14. Hauser D., Kahma K., Krogstad H. E., Lehner S., Monbaliu J. A. J. Measuring and Analysing the Directional Spectra of Ocean Waves. Luxembourg, Office for Official Publications of the European Communities, 2005, XV, 465 p.
15. Iida T. Decomposition and Prediction of Initial Uniform Bi-Directional Water Waves Using an Array of Wave-Rider Buoys. *Renewable Energy*. 2023, vol. 217, p. 119137. doi: 10.1016/j.renene.2023.119137
16. Gengkun W., Chuanxi L., Yongquan L. Computational Simulation and Modeling of Freak Waves Based on Longuet-Higgins Model and Its Electromagnetic Scattering Calculation. *Hindawi Complexity*. 2020, vol. 2020, article ID 2727681. doi: 10.1155/2020/2727681

Information about the authors

Nikita S. Pyko – Master in information and communication technology (2019), assistant of the Department of Radio Engineering Systems, Junior Researcher at the Scientific and Educational Center "Digital Telecommunication Technologies" of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 37 scientific publications. Area of expertise: statistical data analysis; mathematical modeling.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: goststalker13@gmail.com
<http://orcid.org/0000-0002-6668-9512>

Elena D. Orandarenko – specialist in radio-electronic systems and complexes (2018), assistant of the Department of Radio Engineering Systems, Junior Researcher at the Laboratory of Fundamental Foundations for Building Intelligent Systems, St. Petersburg State Electrotechnical University. The author of 10 scientific publications. Area of expertise: statistical data analysis; mathematical modeling.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: orandarienkoo@gmail.com
<https://orcid.org/0009-0009-6569-2099>

Mikhail I. Bogachev – Dr Sci. (Eng.) (2018), Associate Professor (2011) of the Department of Radio Engineering Systems, Chief Researcher of the Scientific and Educational Center "Digital Telecommunication Technologies" of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: statistical data analysis; mathematical modeling.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: rogex@yandex.com
<http://orcid.org/0000-0002-0356-5651>

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 учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее и нижнее 2.5 см, левое и правое 2.25 см; колонтитулы – верхний 1.5 см, нижний 2.5 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта основного текста 11 pt, остальных сведений 10 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует номенклатуре научных специальностей:

2.2 – Электроника, фотоника, приборостроение и связь:

- 2.2.1 – Вакуумная и плазменная электроника.
- 2.2.2 – Электронная компонентная база микро- и нанoeлектроники, квантовых устройств.
- 2.2.3 – Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники.
- 2.2.4 – Приборы и методы измерения (по видам измерений).
- 2.2.5 – Приборы навигации.
- 2.2.6 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы.
- 2.2.7 – Фотоника.
- 2.2.8 – Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды.
- 2.2.9 – Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры.
- 2.2.10 – Метрология и метрологическое обеспечение.
- 2.2.11 – Информационно-измерительные и управляющие системы.

- 2.2.12 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения.
- 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.
- 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.
- 2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- 2.2.16 – Радиолокация и радионавигация.

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и 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 26 № 5 2023

Vol. 26 No. 5 2023

Научные редакторы А. М. Мончак, П. В. Апалина
Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Компьютерная верстка М. И. Поповой,
Е. И. Третьяковой

Science Editors A. M. Monchak, P. V. Apalina
Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek
DTP Professional M. I. Popova
E. I. Tretyakova

Подписано в печать 27.11.23. Формат 60×84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая.

Уч.-изд. л. 15.21. Печ. л. 14.75. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 153.

Цена свободная.

Signed to print 27.11.23. Sheet size 60×84 1/8.

Educational-ed. liter. 15.21. Printed sheets 14.75. Number of copies 300.

Printing plant 1–150 copies. Order no. 153.

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