

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕАЕНИЙ POCCUU . РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Индекс по каталогу «Пресса России» 45818

Учредитель:

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

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

Журнал включен в RSCI на платформе Web of Science и по решению ВАК Минобразования РФ включен в Перечень периодических и научно-технических изданий, выпускаемых в Российской Федерации, в которых рекомендуется публикация основных результатов диссертаций на соискание ученой степени доктора наук

Редакция журнала:

197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5, СПбГЭТУ «ЛЭТИ». Тел.: 8 (812) 234-10-13. e-mail: radioelectronic@yandex.ru http://re.eltech.ru

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

197376. Санкт-Петербург. ул. Проф. Попова. д. 5 Тел. / факс: 8 (812) 346-28-56

© СПбГЭТУ "ЛЭТИ", обложка, издательская страница, содержание, дизайн, 2003



Материалы журнала лоступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0

Научный редактор А. М. Мончак Редакторы: Э. К. Долгатов, Н. В. Лукина, Е. И. Третьякова Выпускающий редактор Э. К. Долгатов Компьютерная верстка А. М. Абрамовой

Главный редактор

doi: 10.32603/1993-8985

Б. А. Калиникос, 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, г. Чанчунь, Китай

Anna Dzvonkovskaya, Cand. of Sci. (Phys-Math), R & D разработчик, HELZEL Messtechnik, г. Кальтенкирхен, Германия

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

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

Alexei Kanareykin, Dr. Sci., гл. исполн. директор, Euclid TechLabs LLC, г. Солон (США) Erkki Lahderanta, PhD, Prof., Технический университет, г. Лаппеенранта, Финляндия Ferran Martin, PhD (Phys.), Prof., Автономный университет, г. Барселона, Испания Piotr Samczynski, PhD, DSc, Associate Prof., Варшавский технологический университет, Институт электронных систем, Варшава, Польша

Thomas Seeger, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Университет Зигена, г. Зиген, Германия А. Г. Вострецов, д.т.н., проф., Новосибирский государственный технический уни-

верситет, 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 универси-

тет, г. Йошкар-Ола, Россия С. Б. Макаров, д. ф-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный политехнический университет им. 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., член-корр. РАН, директор, Центр микроэлектроники и суб-микронных гетероструктур РАН, С.-Петербург, Россия
- В. А. Царев, д.т.н., проф., Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю.А., Саратов, Россия

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

Ответственный секретарь

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

Подписано в печать 24.06.19. Формат 60 × 84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».

Уч.-изд. л. 17,42. Усл.-печ. л. 16,75. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 72.



JOURNAL OF THE RUSSIAN UNIVERSITIES RADIOELECTRONICS

izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii rossii RADIOELEKTRONIKA

Subscription index in "Press of Russia" catalogue is 45818

Founder:

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" (ETU "LETI")

Founded in 1998 Issued 6 times a year

Editorial adress:

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", 5, Prof. Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia Tel.: +7 (812) 234-10-13 e-mail: radioelectronic@yandex.ru http://re.eltech.ru

The Journal is registered by Federal Supervision Agency for Information Technologies and Communications (PI No FS77-74297 of 09.11.2018)

ETU "LETI" Publishing house Professora Popova Str. 5, building. 5J, 197376, St. Petersburg, Russian Federation Tel./Fax: +7 (812) 346-28-56

Science Editor A. M. Monchak Editors: E. K. Dolgatov, N. V. Lukina, E. I. Tretyakova Publishing Editor E. K. Dolgatov DTP Professional A. M. Abramova

© ETU "LETI" , cover, publishing page, content, design, 2003

© 0

of the journal are available under a Creative

All the materials

Commons Attribution 4.0 License

Editor-in-Chief Boris A. Kalinikos, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Professor, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", St. Petersburg, Russia

doi: 10.32603/1993-8985

Chairman of the Editorial Board

Vladimir M. Kutuzov, Dr. Sci. (Eng.), President, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", 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
Anna Dzvonkovskaya, Cand. of Sci. (PhysMath.), R & D developer, HELZEL Messtechnik,
Kaltenkirchen, Germany
Matthias A. Hein, PhD, Dr. Rer. Nat. Habil., Professor, Technical University, Ilmenau,
Germany
Jochen Horstmann, PhD. Dr. Ber. Nat., Head of the Department of Badar Hydrography.
Institute for Coastal Research Helmholtz Zentrum Geesthacht
Geesthacht Germany
Alavai Kanaravkin Dr. Sci. (Phys. Math.) President/CEO of Euclid Techl abs I.I.C. Solom IISA
Saray T Knyazay Dr. Sci. (Eng.) Associate Professor IIral Federal University
Vestarinburg Russia
Erklilabdaranta DhD Professor Tashpigal University Lappapranta Finland
Anatoliji N. Javkhig, Fild, Fildessof, Technical Onversity, Lappenanta, Filianu
Carray P. Makaray D. Sci. (Filys. Hallin, From Sol, Wall State Only is Silv, Toshal-Ola, Russia
Sergey D. Makarov, Dl. Sci. (Eng.), Frolessol, Institute of Frivsics, Natiotechnology and
Ferrer Martin Dh D (Dura). An elersburg roytechnic University, St. Petersburg, Russia
Perran Wartin , PhD (Phys.), Protessor, Autonomous Oniversity, Barcelona, Spain
Leonid A. Meinikov, Dr. Sci. (PhysIviath.), Professor, Yuri Gagarin State Technical
University of Saratov, Saratov, Russia
Andrey A. Monakov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, State University of Aerospace
Instrumentation, St. Petersburg, Russia
Alexandr A. Potapov, Dr. Sci. (PhysIviatr.), Chief Researcher, Kotelinikov Institute of
Radioengineering and Electronics (IRE) of RAS, Moscow, Russia
Nikita W. Ryskin, Dr. Sci. (PhysMath.), Chief Researcher, Saratov Branch, Institute of Radio
Engineering and Electronics RAS, Saratov, Russia
Piotr Samczynski, PhD, DSc, 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. (PhysMath.), Professor, National Research University of
Electronic Technology (MIET), Moscow, Russia
Alla L. Tolstikhina, Dr. Sci. (PhysMath.), 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. (PhysMath.), Professor, Saint Petersburg Electrotechnical
University "LETI", St. Petersburg, Russia
<i>Victor M. Ustinov,</i> Dr. Sci. (PhysMath.), 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
Yu V. Yukhanov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Southern Federal University, Rostov-on-Don, Russia
Executive Secretary
Executive Secretary
Vladislav A. Meyev, Cand. of Sci. (Eng.), Senior Researcher, Saint Petersburg
Electrotechnical University "LETI", St. Petersburg, Russia

On the resolution of the Higher Attestation Committee under the Russian Federation Ministry of Education the Journal is included in the "List of Periodical and Scientific and Technical Publications Issued in the Russian Federation where the Doctoral Theses Key Results shall be published"

СОДЕРЖАНИЕ

Оригинальные статьи

.....

— Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Червинский Е. Н. Синтез полосных фильтров с неравноволновыми
амплитудно-частотными характеристиками5
— Телевидение и обработка изображений
Волков В. Ю., Маркелов О. А., Богачев М. И.
Сегментация изображений и селекция объектов на основе многопороговой обработки
— Электродинамика, микроволновая техника, антенны
Мальцев А. А., Селезнев В. М., Рульков А. С., Болховская О. В.
Сканирующая тороидально-бифокальная линзовая антенная система диапазона 57–64 ГГц
Можаровский А. В. Разработка линзовой антенны с планарным поляризационным селектором
для систем фиксированной радиосвязи частотного диапазона 28 ГГц
— Радиолокация и радионавигация
Бородин М. А., Михайлов В. Н., Филиппова П. А. Математическая модель доплеровского
спектра сигнала, рассеянного морской поверхностью, при скользящих углах облучения
Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Математические модели радиолокационного сигнала, отраженного
от несущего винта вертолета, в приложении к обращенному синтезу апертуры
—∘ Микро- и наноэлектроника
Корнилов Д. Ю. Влияние температуры термического восстановления на структуру
и электрофизические свойства пленок восстановленного оксида графена
—∘ Радиофотоника
Аронов Л. А., Доброленский Ю. С., Ушаков В. Н. О возможности использования периодического
опорного сигнала в гомодинном акустооптическом спектроанализаторе
— Приборы медицинского назначения, контроля среды,
веществ, материалов и изделий
Аль-Гаили М. А., Калиниченко А. Н. Оценка глубины анестезии по электроэнцефалограмме
с использованием нейронных сетей
Мазуров А. И., Потрахов Н. Н. О технологиях рентгеновских систем
для контроля электронных компонентов
Nguyen Mau Thach, Nguyen Trong Tuyen, Tran Trong Huu.
Method and System for Assessing of Sportsman's Physiological Reserves during Physical Exercises122
Правила для авторов статей

CONTENTS

Original articles

— Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing
Chervinskiy E. N. Design of Band-Pass Filters with Non-Equiripple Frequency Responses
—• Television and Image Processing
Volkov V. Yu., Markelov O. A., Bogachev M. I. Image Segmentation and Object Selection Based on Multi-Threshold Processing
—• Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas
Maltsev A. A., Seleznev V. M., Rulkov A. S., Bolkhovskaya O. V. Steerable Toroidal Bifocal Lens-Array Antenna in 57–64 GHz Range
Mozharovskiy A. V. Design of Lens Antenna with Planar Orthomode Transducer for 28 GHz Fixed Service Communication Systems
• Radiolocation and Radio Navigation
Borodin M. A., Mikhaylov V. N., Filippova P. A. Doppler Spectrum Mathematical Model of Signal Scattering from Sea Surface
Heister S. R., Thai T. Nguyen . Mathematical Models of the Radar Signal Reflected from a Helicopter Main Rotor in Application to Inverse Synthesis of Antenna Aperture
• Micro and Nanoelectronics
Kornilov D. Yu . The Influence of the Thermal Reduction Temperature on the Structure and Electrophysical Properties of Reduced Graphene Oxide Films
Radio-Photonic Technology
Aronov L. A., Dobrolenskii Yu. S., Ushakov V. N. On Using Periodic Reference Signal in Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer
—• Medical Devices, Environment, Substances, Material And Product Control Equipment
Al-Ghaili M. A., Kalinichenko A. N. Estimation of the Depth of Anesthesia by Electroencephalogram Using Neural Networks
Mazurov A. I., Potrakhov N. N. About Technologies of X-Ray Systems for Control of Electronic Components
Nguyen Mau Thach, Nguyen Trong Tuyen, Tran Trong Huu. Method and System for Assessing of Sportsman's Physiological Reserves during Physical Exercises122
Author's Guide

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ПЕРЕДАЧИ, ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ RADIO ELECTRONIC FACILITIES FOR SIGNAL . TRANSMISSION, RECEPTION AND PROCESSING

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-3-5-23 УДК 621.372.54

> **Е. Н. Червинский** ЗАО "СИМЕТА" (Санкт-Петербург) Малый пр. П. С., д. 4. Санкт-Петербург, Россия, 197110

СИНТЕЗ ПОЛОСНЫХ ФИЛЬТРОВ С НЕРАВНОВОЛНОВЫМИ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Аннотация.

Введение. При расчете полосных фильтров элементы цепи могут быть определены посредством преобразования параметров фильтра нижних частот (ФНЧ), являющегося прототипом синтезируемого фильтра. Проблема может возникнуть в случае, если в результате преобразования номиналы синтезированных элементов (резисторов и конденсаторов) выпадают из шкал значений, определенных межгосударственным стандартом. Очевидно, что при замене расчетных значений стандартными частотные характеристики полосных фильтров искажаются. Число компонентов, расчетные номиналы которых не соответствуют стандартному ряду, может быть сведено к нулю решением дополнительной системы уравнений, связывающей параметры синтезированной и вновь вводимой неравноволновой амплитудно-частотных характеристик (АЧХ).

Цель работы. Разработка методики расчета полосных фильтров лестничной структуры с элементами, соответствующими стандартным значениям.

Материалы и методы. Процесс синтеза включает 2 этапа. На первом этапе рассчитываются параметры полиномиального ФНЧ-прототипа. Расчетные параметры определяются в результате решения системы уравнений, образованных приравниванием коэффициентов при одинаковых степенях переменной в выражениях реализуемой передаточной функции (ПФ) и ПФ синтезируемого фильтра. Исходными характеристиками являются порядок фильтра и неравномерность передачи цепи. Переход к номинальным значениям всех элементов выполнен при решении еще одной системы уравнений, связывающих преобразованные параметры ФНЧ с неизвестными (искомыми) параметрами вновь вводимой неравноволновой АЧХ.

Результаты. Представлены ПФ ФНЧ-прототипов до пятого порядка и АЧХ полосно-пропускающих фильтров (ППФ) и полосно-заграждающих фильтров до десятого порядка. Аналитические выражения неравноволновой и равноволновой АЧХ применены для оценки искажений последней при изменении центральной частоты настройки полосных фильтров с помощью переменных индуктивностей или конденсаторов. В качестве меры искажений реальной частотной характеристики принята интегральная квадратичная функция переменной величины. Приведен пример расчета ППФ десятого порядка.

Заключение. Представленные методики расчета полосных фильтров и приведенный пример наглядно демонстрируют возможности метода синтеза фильтров, основанного на решении систем нелинейных уравнений. В отличие от методов аппроксимации идеальной характеристики фильтра в частотной области с помощью специальных функций и табличного проектирования фильтров рассмотренный метод позволяет рассчитать фильтр высокого порядка для любых исходных требований, не прибегая к справочным данным.

Ключевые слова: передаточная функция, фильтр нижних частот, преобразование частоты, полоснопропускающий фильтр, полосно-заграждающий фильтр, перестраиваемый фильтр

Для цитирования: Червинский Е. Н. Синтез полосных фильтров с неравноволновыми амплитудночастотными характеристиками // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 5–23. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-5-23

© Червинский Е. Н., 2019



Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Источник финансирования. Инициативная работа.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 27.03.2019; принята к публикации 20.05.2019; опубликована онлайн 27.06.2019

Evgeniy N. Chervinskiy[™] Closed JSC "SIMETA" (Saint Petersburg)

4, Maly pr. P. S., St. Petersburg, 197110, Russia

DESIGN OF BAND-PASS FILTERS WITH NON-EQUIRIPPLE FREQUENCY RESPONSES

Abstract.

Introduction. Band-pass filters circuit elements can be calculated by converting low-pass filter (LPF) parameters, which is the prototype of the designed band-pass filter. The conversion causes problems in case calculated values of circuit elements (resistors and capacitors) are out of standard values determined by the GOST standard. Obviously, frequency characteristics of band-pass filters are distorted when replacing the calculated values of circuit elements by the standard ones. The number of circuit elements with values different from standard can be reduced to zero by solving an additional system of equations that connects parameters of designed and reintroduced non-equiripple frequency responses.

Objective. The objective of this work is to develop a calculation method of band-pass ladder filters with values of circuit elements corresponding to standard ones.

Materials and methods. The filter design process includes two stages. The first stage is a parameters calculation of a polynomial LPF prototype. The calculated parameters are determined as a system of equations solution set. The equations are formed by equating coefficients of variables raised to the same powers in transfer function (TF) expressions of designed and realized filters. Initial characteristics are the filter order and frequency response unevenness. The transition to the standard values of circuit elements can be done when solving another system of equations that connects LPF converted parameters with unknown parameters of reintroduced non-equiripple frequency response.

Results. TF of LPF prototypes up to the fifth order and frequency responses of band-pass filters (BPF) and bandrejection filters up to the tenth order are presented. Analytical expressions of non-equiripple and equiripple frequency responses are used to estimate distortions of the latter when a band-pass filter center frequency is tuned by using variable inductors or capacitors. The integral quadratic function of a variable is taken as a measure of real frequency response distortions. The tenth order BPF calculation example is given.

Conclusion. The presented calculation methods of band-pass filters and given example demonstrate possibilities of the filter design method based on the systems of non-linear equations solution. In contrast to approximation methods of ideal filter frequency response by using special functions and tabular filters design, the presented method allows high-order filter calculation for any initial requirements without using reference data.

Key words: transfer function, low-pass filter, frequency transformation, band-pass filter, band-rejection filter, tunable filter

For citation: Chervinskiy E. N. Design of Band-Pass Filters with Non-Equiripple Frequency Responses. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 5–23. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-5-23

Acknowledgements. Initiative work.

Conflict of interest. Author declares no conflict of interest.

Submitted 27.03.2019; accepted 20.05.2019; published online 27.06.2019

Введение. Как известно [1]–[3], расчет любого полосного фильтра – полосно-пропускающего фильтра (ППФ) (band pass filter – BPF) или полосно-заграждающего фильтра (ПЗФ) (band rejection filter – BRF) – может быть сведен к расчету фильтра нижних частот (ФНЧ) (low pass filter – LPF) с определенными параметрами. Последняя задача решается различными методами (см., например, [4], [5]). Для расчета ФНЧ порядка больше двух с заданными значениями частоты среза и резистивных элементов на входе и выходе четырехполюсника широко применяется метод проектирования, основанный на использовании табличных параметров так называемых нормированных фильтров [6], [7]. В [8] подробно исследован способ определения параметров цепи в результате решения системы нелинейных уравнений, образованных приравниванием коэффициентов при одинаковых степенях переменной в выражениях реализуемой передаточной функции (ПФ) и ПФ фильтра. Переход от параметров ФНЧ, являющегося низкочастотным аналогом синтезируемого полосного фильтра, осуществляется методом преобразования частоты. Суть метода заключается в копировании в определенном масштабе характеристик электрической цепи на всей оси переменной ω в положительную полуось новой переменной ф' и соответствующем изменении схемы и параметров ФНЧ. Проблема может возникнуть в случае, если полученные в рамках этого метода номиналы элементов синтезированного фильтра (резисторов и конденсаторов) выпадают из шкал значений, определенных межгосударственным стандартом [9], имеющих обозначения Е6, Е12, Е24 и т. д. Очевидно, что при замене расчетных значений стандартными частотные характеристики полосных фильтров искажаются. Число компонентов, расчетные номиналы которых не соответствуют стандартному ряду, может быть сведено к нулю решением дополнительной системы уравнений, связывающей параметры синтезированной и вновь вводимой неравноволновой амплитудно-частотных характеристик (АЧХ).

Цель настоящей статьи – разработка методики расчета полосных фильтров лестничной структуры с элементами, имеющими стандартные значения (далее – стандартизованные элементы).

На рис. 1, 2 приведены схемы ФНЧ, составленные из Г-, Т- и П-образных звеньев. На схемах обозначены: $\dot{U}_{\rm BX}$ и $\dot{U}_{\rm BIX}$ – комплексные амплитуды входного и выходного напряжений соответственно; r – активное сопротивление, включающее сопротивление источника сигнала; C_i , L_k , $i, k = \overline{1, n}$ – емкости и индуктивности в поперечных и продольных ветвях соответственно (n – порядок фильтра); R – сопротивление нагрузки, K_v – коэффициент усиления усилителя.



В общем случае ПФ фильтра

$$H^{(n)}(p) = \dot{U}_{\text{BbIX}}(p) / \dot{U}_{\text{BX}}(p), \ p = \sigma + j\omega.$$

ПФ фильтров (рис. 1, 2) являются дробнорациональными функциями переменной $s = j\omega$, имеющими в числителе постоянную величину, а в знаменателе полином степени *n* (полиномиальные ФНЧ). Разделив числитель и знаменатель дробнорациональной функции на ω_c^n , где ω_c – угловая частота среза, перейдем к выражению $H^{(n)}(s_H)$ как функции нормированной мнимой частоты $s_H = j \omega/\omega_c = j\omega_H$.

Методы расчета полосно-пропускающих фильтров. Для перехода от ФНЧ к ППФ с центральной частотой $\omega_0 = \omega_c$ заменим переменную [2]:

$$s_{\rm H} \to \Theta \left(s_{\rm H}' + 1/s_{\rm H}' \right), \tag{1}$$

где Θ – положительное число; $s'_{\rm H} = j\omega'_{\rm H}$ – преобразованная мнимая часть нормированной комплексной частоты, причем $\omega'_{\rm H} = \omega/\omega_0$ – угловая частота, нормированная относительно центральной частоты ω_0 . Значения переменной $\omega'_{\rm H}$, соответствующие значению нормированной частоты $\omega_{\rm H}$, определяются как корни уравнения

$$\omega_{\rm H}^{\prime 2} - (\omega_{\rm H}/\Theta)\omega_{\rm H}^{\prime} - 1 = 0:$$
$$\omega_{\rm H1,2}^{\prime} = \sqrt{1 + \omega_{\rm H}^2/(4\Theta^2)} \mp \omega_{\rm H}/(2\Theta)$$

Среднее геометрическое частот $\omega'_{H1,2}$ дает нормированную центральную частоту ППФ: $\sqrt{\omega'_{H1}\omega'_{H2}} = 1$. Разность частот $\omega'_{H2} - \omega'_{H1} = \omega_H / \Theta$, откуда $\Theta = \omega_H / (\omega'_{H2} - \omega'_{H1})$. При $\omega_H = 1 \Theta$ определяется как величина, обратная разности нормированных частот ППФ, полученных преобразованием частоты среза ФНЧ. Таким образом, Θ является мерой избирательности ППФ.

Значения АЧХ ППФ $H_{\rm BP}^{(2n)}(\omega_{\rm H})$ в точках $\omega_{\rm H1,2}'$ равны значению АЧХ ФНЧ-прототипа



Puc. 2. Функциональная схема ФНЧ с индуктивностью в продольной ветви на входе *Fig. 2.* Schematic diagram of LPF with the inductor in the longitudinal branch at the input $H^{(n)}(\omega_{\rm H})$ в соответствующей точке $\omega_{\rm H}$. Например, при преобразовании ФНЧ Чебышева значение АЧХ ППФ $H^{(2n)}_{\rm BP\, \rm H}(\omega_{\rm H})$ в граничных точках $\omega'_{\rm H, rp} = \sqrt{1 + 1/(4\Theta^2)} \mp 1/(2\Theta)$ равно $1/\sqrt{1 + \varepsilon^2}$, где ε – постоянное число, и только при $\varepsilon = 1$, соответствующем неравномерности передачи 3 дБ, $H^{(2n)}_{\rm RP\, \rm H}(\omega'_{\rm H, rp}) = 1/\sqrt{2}$.

Если
$$H^{(n)}(1) = 1/\sqrt{2}$$
, то
 $H^{(2n)}_{\rm BP}\left(\sqrt{1 + \frac{1}{4\Theta^2}} - \frac{1}{2\Theta}\right) =$
 $= H^{(2n)}_{\rm BP}\left(\sqrt{1 + \frac{1}{4\Theta^2}} + \frac{1}{2\Theta}\right) = \frac{1}{\sqrt{2}},$

а $\Theta = 1/(\omega'_{H2} - \omega'_{H1})$ в рассматриваемом случае есть добротность ППФ *Q*, определяемая как величина, обратная нормированной полосе пропускания ППФ на уровне АЧХ $1/\sqrt{2}$.

После перехода к угловым частотам выражение (1) принимает вид

$$j \frac{\omega}{\omega_{\rm c}} \rightarrow \Theta \left[j \frac{\omega}{\omega_0} + 1 / \left(j \frac{\omega}{\omega_0} \right) \right].$$
 (2)

Умножим левую и правую части (2) на $\omega_0 C$:

$$j\omega C \rightarrow j\omega\Theta C + \omega_0^2\Theta C / (j\omega).$$
 (3)

Поскольку ωC и $1/(\omega L)$ есть емкостная и индуктивная проводимости соответственно, из (3) следует, что при преобразовании (1) емкость *C* заменяется параллельным колебательным конту-

ром с параметрами $C_{\rm np} = \Theta C$ и $L_{\rm np} = 1/(\omega_0^2 \Theta C)$. Заменив в (3) *C* на *L*, убедимся, что при переходе к ППФ индуктивность *L* преобразуется в последовательный колебательный контур с параметрами $L_{\rm nc} = \Theta L$, $C_{\rm nc} = 1/(\omega_0^2 \Theta L)$. Полученные контуры настроены на частоту ω_0 . Номиналы резисторов *r* и *R* и коэффициент усиления K_y при преобразовании частоты не меняются.

На рис. 3, 4 представлены схемы ППФ порядков 2n с элементами $C_{\text{пр}i}$, $L_{\text{пр}i}$, $C_{\text{пс}k}$, $L_{\text{пс}k}$, i, $k = \overline{1, n}$, полученные преобразованием звеньев на рис. 1, 2 соответственно.

С учетом выполненных преобразований выразим емкости и индуктивности ФНЧ-прототипа через емкости контуров ППФ:

$$C_i = C_{\Pi pi} / \Theta; \ L_k = 1 / (\omega_0^2 \Theta C_{\Pi ck}).$$

В табл. 1 приведены ПФ ФНЧ-прототипов ППФ порядков $n = \overline{1, 5}$ с емкостью в поперечной ветви на входе (рис. 1) $H_{bC}^{(n)}(s_{\rm H})$ и с индуктивностью в продольной ветви на входе (рис. 2) $H_{bL}^{(n)}(s_{\rm H})$ с элементами $C_{{\rm np}i}$, $C_{{\rm nc}k}$ и параметром Θ в качестве коэффициентов при переменной $s_{\rm H}$. Для записи ПФ ФНЧ через элементы схем на рис. 1, 2 следует использовать подстановки $C_{{\rm np}i} = \Theta C_i$, $C_{{\rm nc}k} = 1/(\omega_0^2 \Theta L_k)$ и заменить ω_0 на $\omega_{\rm c}$.



Puc. 3. Функциональная схема ППФ порядка 2n с параллельным контуром в поперечной ветви на входе *Fig 3.* Schematic diagram of the 2nth-order BPF with the parallel resonant circuit in the transverse branch at the input



Рис. 4. Функциональная схема ППФ порядка 2n с последовательным контуром в продольной ветви на входе *Fig. 4.* Schematic diagram of the 2nth-order BPF with the series resonant circuit in the longitudinal branch at the input

n = 1
$H_{bC}^{(1)}\left(s_{\rm H}\right) = \frac{K_{\rm y}\Theta}{\omega_0 r C_{\rm np1}} \left/ \left[s_{\rm H} + \frac{(r+R)\Theta}{\omega_0 r C_{\rm np1} R} \right]; H_{bL}^{(1)}\left(s_{\rm H}\right) = K_{\rm y}\omega_0 R C_{\rm nc1}\Theta \left/ \left[s_{\rm H} + \omega_0 (r+R) C_{\rm nc1}\Theta \right] \right] \right\}$
<i>n</i> = 2
$H_{bC}^{(2)}(s_{\rm H}) = \frac{K_{\rm y}RC_{\rm nc2}\Theta^2}{rC_{\rm np1}} \left/ \left[s_{\rm H}^2 + \frac{1 + \omega_0^2 rC_{\rm np1}RC_{\rm nc2}}{\omega_0 rC_{\rm np1}} \Theta s_{\rm H} + \frac{(r+R)C_{\rm nc2}}{rC_{\rm np1}} \Theta^2 \right];$
$H_{bL}^{(2)}(s_{\rm H}) = \frac{K_{\rm y}C_{\rm nc1}\Theta^2}{C_{\rm np2}} \left/ \left[s_{\rm H}^2 + \frac{1 + \omega_0^2 r C_{\rm nc1} R C_{\rm np2}}{\omega_0 R C_{\rm np2}} \Theta s_{\rm H} + \frac{(r+R)C_{\rm nc1}}{R C_{\rm np2}} \Theta^2 \right] \right]$
<i>n</i> = 3
$K_{\rm v}C_{\rm nc2}\Theta^3/(\omega_0 r C_{\rm np1}C_{\rm np3})$
$H_{bC}^{O}(s_{\rm H}) = \frac{rC_{\rm np1} + RC_{\rm np3}}{s_{\rm H}^3 + \frac{rC_{\rm np1} + RC_{\rm np3}}{\omega_0 rC_{\rm np1} RC_{\rm np3}} \Theta s_{\rm H}^2 + \frac{1 + \omega_0^2 r(C_{\rm np1} + C_{\rm np3}) RC_{\rm nc2}}{\omega_0^2 rC_{\rm np1} RC_{\rm np3}} \Theta^2 s_{\rm H} + \frac{(r+R)C_{\rm nc2}}{\omega_0 rC_{\rm np1} RC_{\rm np3}} \Theta^3;$
$K_{\rm v}\omega_0 R C_{\rm ncl} C_{\rm nc3}\Theta^3/C_{\rm nn2}$
$H_{bL}^{OJ}(s_{\rm H}) = \frac{1}{s_{\rm H}^3 + \omega_0 \left(rC_{\rm nc1} + RC_{\rm nc3} \right) \Theta s_{\rm H}^2 + \frac{C_{\rm nc1} + C_{\rm nc3} \left(1 + \omega_0^2 rC_{\rm nc1} RC_{\rm np2} \right)}{C_{\rm np2}} \Theta^2 s_{\rm H} + \frac{\omega_0 \left(r + R \right) C_{\rm nc1} C_{\rm nc3}}{C_{\rm np2}} \Theta^3$
<i>n</i> = 4
$H_{bC}^{(4)}(s_{\rm H}) = \left[K_{\rm y} R C_{\rm nc2} C_{\rm nc4} \Theta^4 / (r C_{\rm np1} C_{\rm np3}) \right] / \Lambda_{bC}^{(4)},$
где
$\Lambda_{bC}^{(4)} = s_{H}^{4} + \frac{1 + \omega_{0}^{2} r C_{np1} R C_{nc4}}{\omega r C} \Theta s_{H}^{3} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc2} + (r C_{np1} + R C_{np3}) C_{nc4}}{r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} \Theta^{2} + \frac{r (C_{np1} + C_{np3}) C_{nc4}}{\omega r C} + \frac{r (C_{np1} $
$\omega_0 / c_{np1} / c_{np1} c_{np3}$
$+\frac{C_{\rm nc2}+C_{\rm nc4}+\omega_0 r (C_{\rm np1}+C_{\rm np3}) R C_{\rm nc2} C_{\rm nc4}}{\omega_0 r C_{\rm np1} C_{\rm np3}} \Theta^3 s_{\rm H} +\frac{(r+R) C_{\rm nc2} C_{\rm nc4}}{r C_{\rm np1} C_{\rm np3}} \Theta^4;$
$H_{bL}^{(4)}(s_{\rm H}) = \left[K_{\rm y} C_{\rm nc1} C_{\rm nc3} \Theta^4 / (C_{\rm np2} C_{\rm np4}) \right] / \Lambda_{bL}^{(4)},$
где
$\Lambda_{bL}^{(4)} = s_{H}^{4} + \frac{1 + \omega_{0}^{2} r C_{nc1} R C_{np4}}{\omega_{0} R C_{ma4}} \Theta s_{H}^{3} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np2} + R(C_{nc1} + C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{np4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{nc4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{nc4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc1} + R C_{nc3}) C_{nc4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc4} + R C_{nc4}) C_{nc4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc4} + R C_{nc4}) C_{nc4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc4} + R C_{nc4}) C_{nc4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc4} + R C_{nc4}) C_{nc4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc4} + R C_{nc4}) C_{nc4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc4} + R C_{nc4}) C_{nc4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc4} + R C_{nc4}) C_{nc4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc4} + R C_{nc4}) C_{nc4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} s_{H}^{2} + \frac{(r C_{nc4} + R C_{nc4}) C_{nc4}}{R C_{ma4}} \Theta^{2} + (r C_{$
$C + C + \frac{R^2}{2} r C + \frac{R(C + C + C)}{2} r C - \frac{R(C + C + C)}{2} r C - \frac{R(C + C + C)}{2} r C - C$
$+\frac{C_{\rm nc1} + C_{\rm nc3} + \omega_0 C_{\rm nc1} R (C_{\rm np2} + C_{\rm np4}) C_{\rm nc3}}{\omega_0 R C_{\rm np2} C_{\rm np4}} \Theta^3 s_{\rm H} + \frac{(r + R) C_{\rm nc1} C_{\rm nc3}}{R C_{\rm np2} C_{\rm np4}} \Theta^4$
<i>n</i> = 5
$H_{\rm bC}^{(5)}(s_{\rm H}) = \left[K_{\rm v} C_{\rm nc2} C_{\rm nc4} \Theta^5 / (\omega_0 r C_{\rm np1} C_{\rm np3} C_{\rm np5}) \right] / \Lambda_{\rm bC}^{(5)},$
гле
$\Lambda_{bC}^{(5)} = s_{H}^{5} + \frac{rC_{np1} + RC_{np5}}{\omega_{0}rC_{np1}RC_{np5}} \Theta s_{H}^{4} + \left(\frac{C_{np1}C_{nc4} + C_{nc2}C_{np5}}{C_{np1}C_{np5}} + \frac{C_{nc2} + C_{nc4}}{C_{np3}} + \frac{1}{\omega_{0}^{2}rC_{np1}RC_{np5}}\right) \Theta^{2} s_{H}^{3} + \frac{1}{\omega_{0}^{2}rC_{np1}RC_{np5}} \Theta^{2} s_{H}^{3} + \frac{1}{\omega_{0}^{2}rC_{$
$+\frac{(rC_{np1}+RC_{np5})(C_{nc2}+C_{nc4})+(rC_{nc2}+RC_{nc4})C_{np3}}{\omega_{r}rC_{r}}\Theta^{3}s_{H}^{2}+\frac{C_{nc2}+C_{nc4}+\omega_{0}^{2}r(C_{np1}+C_{np3}+C_{np5})RC_{nc2}C_{nc4}}{\omega^{2}rC_{r}}\Theta^{4}s_{H}+$
$+\frac{(r+R)C_{nc2}C_{nc4}}{\omega_0 r C_{np1} R C_{np3} C_{np5}} \Theta^5;$
$H_{bL}^{(5)}(s_{\rm H}) = \left[K_{\rm y} \omega_0 R C_{\rm nc1} C_{\rm nc3} C_{\rm nc5} \Theta^5 / (C_{\rm np2} C_{\rm np4}) \right] / \Lambda_{bL}^{(5)},$
где
$\Lambda_{bL}^{(5)} = s_{\rm H}^5 + \omega_0 \left(rC_{\rm nc1} + RC_{\rm nc5} \right) \Theta s_{\rm H}^4 + \left(\frac{C_{\rm nc1} + C_{\rm nc3}}{C_{\rm np2}} + \frac{C_{\rm nc3} + C_{\rm nc5}}{C_{\rm np4}} + \omega_0^2 rC_{\rm nc1} RC_{\rm nc5} \right) \Theta^2 s_{\rm H}^3 + \frac{C_{\rm nc3} + C_{\rm nc3}}{C_{\rm nc4}} + \frac{C_{\rm nc4} + C_{\rm nc4}}{C_{\rm nc4}} + \frac{C_{\rm nc4}}{C_{\rm nc4}} + \frac{C_{\rm nc4} + C_{\rm nc4}}{C_{\rm nc4}} + \frac{C_{\rm nc4}}{C_{\rm nc4}}$

Таблица 1. Передаточные функции ФНЧ-прототипов ППФ *Table 1*. Transfer functions of LPF prototypes of BPF

Окончание табл. 1 Ending of the table 1

$$+ \omega_{0} \Biggl[C_{nc1} \Biggl(\frac{r}{C_{np4}} + \frac{R}{C_{np2}} \Biggr) C_{nc5} + \frac{(C_{np2} + C_{np4})C_{nc3}}{C_{np2}C_{np4}} (rC_{nc1} + RC_{nc5}) \Biggr] \Theta^{3} s_{H}^{2} + \frac{C_{nc1} (C_{nc3} + C_{nc5}) + C_{nc3}C_{nc5} \Biggl[1 + \omega_{0}^{2} rC_{nc1} R (C_{np2} + C_{np4}) \Biggr]}{C_{np2}C_{np4}} \Theta^{4} s_{H} + \frac{\omega_{0} (r + R)C_{nc1}C_{nc3}C_{nc5}}{C_{np2}C_{np4}} \Theta^{5}$$

Реализуемую ПФ ФНЧ *n*-го порядка с равноволновой АЧХ в полосе пропускания представим в виде^{*}:

$$\tilde{H}_{\rm LP}^{(n)}(s_{\rm H}) = \tilde{K} / \left(s_{\rm H}^{n} + \tilde{b}_{n-1} s_{\rm H}^{n-1} + \dots + \tilde{b}_{\rm I} s_{\rm H} + \tilde{b}_{\rm 0} \right), \quad (4)$$

где коэффициенты \tilde{K} , \tilde{b}_i – вещественные положительные числа. АЧХ полиномиального ФНЧ с коэффициентами \tilde{K} , \tilde{b}_i равномерно приближает идеальную АЧХ в полосе пропускания и монотонно убывает в полосе задерживания. Методика и примеры расчета коэффициентов \tilde{K} , \tilde{b}_{n-1} , $\tilde{b}_{n-2}, ..., \tilde{b}_0$, а также частот экстремумов АЧХ $\tilde{\omega}_{\mathrm{H}i}$ $(i = \overline{2, n})$ для различных значений *n* и $\tilde{\delta}$ приведены в [10]. Граничное условие, накладываемое на АЧХ, $\tilde{H}_{LP}^{(n)}(1) = 1/\sqrt{2}$. Приравняв числители и коэффициенты при одинаковых степенях $s_{\rm H}^{n-1}$, $s_{\rm H}^{n-2}$, ..., $s_{\rm H}^0$ в знаменателях преобразованной ПФ $H^{(n)}(s_{\rm H})$ (табл. 1) и $\tilde{H}^{(n)}_{\rm LP}(s_{\rm H})$ (4), получим систему *n*+1 уравнений для определения параметров K_v , r, $C_{\Pi D i}$, $C_{\Pi c k}$, R ППФ с заданной неравномерностью АЧХ б и добротностью *Q*. Общее число неизвестных равно n + 3, из них стандартизованных элементов – резисторов и конденсаторов - n + 2, поэтому номинальные значения двух элементов задаются произвольно из выбранного ряда.

Из табл. 1 видно, что значение ПФ ФНЧ-прототипа при $s_{\rm H} = 0$, а следовательно, и значение его АЧХ на нулевой частоте

$$H^{(n)}(0) = K_{y}R/(r+R).$$
 (5)

С другой стороны, $\tilde{H}_{LP}^{(n)}(0) = \tilde{K}/\tilde{b}_0$ (см. (4)), откуда $K_y = \tilde{K}(r+R)/(\tilde{b}_0 R)$. Это соотношение может быть использовано для проверки решения системы уравнений.

Переход к номинальным значениям остальных элементов выполним, решив систему уравнений, связывающих преобразованные параметры ФНЧ с неизвестными (искомыми) параметрами вновь вводимой неравноволновой АЧХ $\hat{H}^{(n)}(\omega_{\rm H})^{**}$ с q экстремумами, где q может принимать одно из возможных целых значений на числовом отрезке $1 \le q \le n$.

Определим неравномерности $\hat{H}^{(n)}(\omega_{\rm H})$ в точках экстремумов $\hat{\omega}_{{\rm H}i}$, $i = \overline{1, q}$, как

$$\widehat{\delta}_{i} = 20 \lg \widehat{H}^{(n)} (\widehat{\omega}_{\mathrm{H}i}).$$
(6)

Поскольку $\hat{\omega}_{H1} = 0$, с учетом (5),

$$\lg \widehat{H}^{(n)}(0) = \lg \left[K_{y} R / (r+R) \right].$$

Введенное определение неравномерности АЧХ отличается от принятого в [10] определения неравномерности равноволновой АЧХ:

$$\tilde{\delta} = 20 \left| \lg \left\{ \tilde{H}^{(n)}(0) \middle/ \left[2 - \tilde{H}^{(n)}(0) \right] \right\} \right|,$$

характеризующего размах равноволновой АЧХ на отрезке.

Система 2q + 1 уравнений для нахождения n+2 стандартизованных элементов ППФ, скорректированного коэффициента усиления усилителя K_v и 2q параметров неравноволновой АЧХ

$$\widehat{H}^{(n)}(\omega_{\rm H}): \widehat{\delta}_{i}, \ \widehat{\omega}_{\rm H2}, \ \widehat{\omega}_{\rm H3}, \ ..., \ \widehat{\omega}_{\rm Hq}, \ \widehat{Q} \text{ имеет вид}
\begin{cases}
20 \lg \left[K_{\rm y} R / (r+R) \right] = \widehat{\delta}_{1}; \\
20 \lg \widehat{H}^{(n)}(\widehat{\omega}_{\rm Hi}) = \widehat{\delta}_{i}, \ i = \overline{2, q}; \\
\widehat{H}^{(n)}(1) = 1 / \sqrt{2}; \\
d\widehat{H}^{(n)}(\widehat{\omega}_{\rm Hi}) / d \ \widehat{\omega}_{\rm Hi} = 0, \ i = \overline{2, q}; \\
\int_{0}^{1} \frac{\partial}{\partial K_{\rm y}} \left[\widetilde{H}^{(n)}_{\rm LP}(\omega_{\rm H}) - \widehat{H}^{(n)}(\omega_{\rm H}) \right]^{2} d \omega_{\rm H} = 0,
\end{cases}$$
(7)

где $\tilde{H}_{LP}^{(n)}(\omega_{\rm H})$ – АЧХ полиномиального ФНЧ *n*-го порядка. Для *n* = 1

^{*} Знак тильды "~" указывает на принадлежность параметра к равноволновой АЧХ.

^{**} Знак "[^] указывает на принадлежность параметра к неравноволновой АЧХ.

$$\tilde{H}_{LP}^{(1)}(\omega_{\rm H}) = \tilde{K} / \sqrt{\omega_{\rm H}^2 + \tilde{b}_0^2};$$
 (8)

для *n*≥2

$$\tilde{H}_{\rm LP}^{(n)}(\omega_{\rm H}) = \tilde{K} / \sqrt{\tilde{P}}, \qquad (9)$$

причем для четных *n*

$$\begin{split} \tilde{P} = & \left[\omega_{\rm H}^n - \sum_{j=0}^{(n/2)-1} (-1)^{\frac{n-2}{2}-j} \tilde{b}_{2j} \, \omega_{\rm H}^{2j} \right]^2 + \\ & + \left[\sum_{j=1}^{n/2} (-1)^{\frac{n}{2}-j} \, \tilde{b}_{2j-1} \, \omega_{\rm H}^{2j-1} \right]^2; \end{split}$$

для нечетных $n \ge 3$

$$\begin{split} \tilde{P} = & \left[\omega_{\rm H}^n - \sum_{j=1}^{(n-1)/2} (-1)^{\frac{n-1}{2}-j} \tilde{b}_{2j-1} \omega_{\rm H}^{2j-1} \right]^2 + \\ & + \left[\sum_{j=0}^{(n-1)/2} (-1)^{\frac{n-1}{2}-j} \tilde{b}_{2j} \omega_{\rm H}^{2j} \right]^2. \end{split}$$

АЧХ $\hat{H}^{(n)}(\omega_{\rm H})$ (см. (7)) определяется соотношениями для $\tilde{H}_{\rm LP}^{(n)}(\omega_{\rm H})$ (8), (9) с заменой \tilde{K} на выражение, стоящее в числителе ПФ ФНЧ-прототипов $H_{\rm b\,C}^{(n)}(s_{\rm H})$ или $H_{\rm b\,L}^{(n)}(s_{\rm H})$ (см. табл. 1). Коэффициенты \tilde{b}_{2j} , \tilde{b}_{2j-1} в выражениях для \tilde{P} заменяются на коэффициенты при переменных $s_{\rm H}^{2j}$, $s_{\rm H}^{2j-1}$ в знаменателях этих же формул.

Необходимо отметить, что принятое определение неравномерностей АЧХ $\hat{H}^{(n)}(\hat{\omega}_{\mathrm{H}i})$ (6) как значений АЧХ в экстремальных точках, выраженных в децибелах, само по себе не гарантирует колебаний передачи в полосе пропускания вокруг единичного значения. Действительно, перепишем (6) в виде: $\hat{\delta}_i = 20 \log \left[\hat{H}^{(n)}(\hat{\omega}_{\mathrm{H}i}) / 1 \right]$. При умножении числителя и знаменателя дроби под знаком логарифма на одно и то же число значение логарифма не изменится. Для привязки среднего значения пульсаций к единице в систему (7) введено интегральное уравнение (последнее в системе), обеспечивающее наименьшее квадратическое отклонение неравноволновой АЧХ $\hat{H}^{(n)}(\omega_{\mathrm{H}})$ от реализуемой АЧХ $\hat{H}^{(n)}_{\mathrm{LP}}(\omega_{\mathrm{H}})$ подбором K_{y} .

Общее число неизвестных (n+2q+3), число уравнений (2q+1). Разность (n+2) равна числу стандартизованных элементов ППФ. При записи системы уравнений все рассчитанные для реализации равноволновой АЧХ (n+2) значений элементов ППФ r, $C_{\text{пр}i}$, $C_{\text{пс}k}$, R заменяются на ближайшие стандартные значения, а исходные параметры $\tilde{\delta}$, $\tilde{\omega}_{\text{H}2}$, $\tilde{\omega}_{\text{H}3}$,..., $\tilde{\omega}_{\text{H}n}$, Q и расчетное значение K_y используются в качестве начального приближения к искомому решению системы.

При переходе к стандартным значениям элементов результирующая АЧХ искажается. Помимо изменения уровня пульсаций может уменьшиться их число. Количество экстремумов для записи системы уравнений (7) определяется из графиков АЧХ ППФ $\hat{H}_{\rm BP}^{(2n)}(\omega_{\rm H})$ с параметрами $K_{\rm y}$ и стандартными значениями элементов фильтра как q = (p-1)/2 + 1, где p – число экстремумов функции $\hat{H}_{\rm BP}^{(2n)}(\omega_{\rm H})$.

Выражения АЧХ ППФ порядков 2n = 2, 4, 6, 8,10 с параллельным $\hat{H}^{(2n)}_{\mathrm{BP}_{\mathrm{np}}C}(\omega_{\mathrm{H}})$ и последовательным $\hat{H}^{(2n)}_{\mathrm{BP}_{\mathrm{nc}}C}(\omega_{\mathrm{H}})$ контурами на входах (рис. 3, 4 соответственно) представлены в табл. 2. С учетом соотношений

$$L_{\Pi pi}C_{\Pi pi} = L_{\Pi ck}C_{\Pi ck} = 1/\omega_0^2$$

индуктивности выражены через емкости соответствующих контуров, поэтому в формулах табл. 2 фигурируют только обозначения $C_{\text{пр}i}$ и $C_{\text{пc}k}$ (что подчеркивается нижним индексом *C*).

Возможные отрицательные значения $\hat{\delta}_i$, полученные в результате решения системы (7), соответствуют значениям АЧХ $\hat{H}^{(n)}(\hat{\omega}_{\text{H}i}) < 1$. Используем аналитические выражения $H_{\text{BP}}^{(2n)}(\omega_{\text{H}})$ для оценки искажений АЧХ при изменении центральной частоты ППФ. В качестве меры искажений АЧХ ППФ $\hat{H}_{\text{BP}}^{(2n)}(\omega_{\text{H}})$ при отстройке от центральной частоты ω_0 на $\Delta\omega_0$ примем значение определенного интеграла квадрата разности функций $\tilde{H}_{\text{BP}}^{(2n)}(\omega_{\text{H}})$ и $\hat{H}_{\text{BP}}^{(2n)}[\omega_{\text{H}},(1+\Delta)\omega_0]$ на отрезке



$$\begin{split} \frac{2n = 10}{H_{BPmp}^{(10)}(\omega_{H}) = \left[K_{y}C_{Rc2}C_{Rc4}\omega_{H}^{5}/(\omega_{0}rC_{Rp1}C_{Rp3}C_{Rp5})\right]/\sqrt{\Lambda_{BPmp}^{(10)}}, \\ \text{FRe} \\ \Lambda_{BPmp}^{(10)} = \left\{\omega_{H}^{(0)} - \left(5 + \frac{C_{Rc2}}{C_{Rp1}} + \frac{C_{Rc2} + C_{Rc4}}{C_{Rp3}} + \frac{C_{Rc4}}{C_{Rp5}} + \frac{1}{\omega_{0}^{2}rC_{Rp1}RC_{Rp5}}\right) (\omega_{H}^{8} - \omega_{H}^{2}) + \\ + \left[10 + 3\left(\frac{C_{Rc2}}{C_{p11}} + \frac{C_{Rc2} + C_{Rc4}}{C_{Rp3}} + \frac{C_{Rc4}}{C_{mp5}}\right) + \frac{C_{Rp1} + C_{Rp3} + C_{Rp5}}{C_{Rp1}C_{Rp3}C_{Rp5}}C_{Rc2}C_{Rc4} + \frac{C_{Rc2} + 3C_{Rp3} + C_{Rc4}}{\omega_{0}^{2}rC_{Rp1}RC_{Rp5}}\right] (\omega_{H}^{6} - \omega_{H}^{4}) - 1\right\}^{2} + \\ + \left[\frac{rC_{Rp1} + RC_{Rp5}}{\omega_{0}rC_{Rp1}RC_{Rp5}} (\omega_{H}^{9} + \omega_{H}) - \frac{(rC_{Rp1} + RC_{Rp5})(C_{Rc2} + 4C_{Rp3} + C_{Rc4}) + (rC_{Rc2} + RC_{Rc4})C_{Rp3}}{\omega_{0}rC_{Rp1}RC_{Rp3}C_{Rp5}}} (\omega_{H}^{7} + \omega_{H}^{3}) + \\ + \frac{2(rC_{Rp1} + RC_{Rp5})(C_{Rc2} + 3C_{Rp3} + C_{Rc4}) + 2(rC_{Rc2} + RC_{Rc4})C_{Rp3} + (r+R)C_{Rc2}C_{Rc4}}{\omega_{0}rC_{Rp1}RC_{Rp3}C_{Rp5}}} (\omega_{H}^{7} - \omega_{H}^{3}) + \\ + \frac{2(rC_{Rp1} + RC_{Rp5})(C_{Rc2} + 3C_{Rp3} + C_{Rc4}) + 2(rC_{Rc2} + RC_{Rc4})C_{Rp3} + (r+R)C_{Rc2}C_{Rc4}}{\omega_{0}rC_{Rp1}RC_{Rp3}C_{Rp5}}} (\omega_{H}^{7} - \omega_{H}^{3}) + \\ + \frac{2(rC_{Rp1} + RC_{Rp5})(C_{Rc2} + 3C_{Rp3} + C_{Rc4}) + 2(rC_{Rc2} + RC_{Rc3})C_{Rp3} + (r+R)C_{Rc2}C_{Rc4}}{\omega_{0}rC_{Rp1}RC_{Rp3}C_{Rp5}}} (\omega_{H}^{7} - \omega_{H}^{3}) + \\ + \frac{2(rC_{Rp1} + RC_{Rp5})(C_{Rc2} + 3C_{Rp3} + C_{Rc4}) + 2(rC_{Rc2} + RC_{Rc3})C_{Rp3} + (r+R)C_{Rc2}C_{Rc4}}{\omega_{0}rC_{Rp1}RC_{Rp3}C_{Rp5}}} (\omega_{H}^{3} - \omega_{H}^{2}) + \\ + \frac{2(rC_{Rp1} + RC_{Rp5})(C_{Rc2} + 3C_{Rp3} + C_{Rc3} + C_{Rc3} + C_{Rc3})C_{Rc6}}{(\omega_{H}^{3} - \omega_{H}^{2})} (\omega_{H}^{3} - \omega_{H}^{2}) + \\ + \frac{4C_{Rc1}(C_{Rc3} + C_{Rc3}) + C_{Rc3}C_{Rc5}}{C_{Rp2}} + \frac{C_{Rc3}}{C_{Rp4}} + C_{Rc3}C_{Rc5}} (\omega_{H}^{8} - \omega_{H}^{2}) + \\ + \frac{C_{Rc1}(C_{Rc3} + C_{Rc3}) + C_{Rc3}C_{Rc5}}{C_{Rp4}} + \omega_{H}^{2} (2 + \frac{C_{Rc3}}{C_{Rp2}} + \frac{C_{Rc3}}{C_{Rp4}}) + \\ + \frac{C_{Rc1}(C_{Rc3} + C_{Rc3}) + C_{Rc3}C_{Rc5}}{C_{Rp4}} + \frac{C_{Rc3}C_{Rc5}}{C_{Rp2}} + \frac{C_{Rc3}}{C_{Rp4}} + \frac{C_{Rc3}C_{Rc5}}{C_{Rp4}} + \frac{C_{Rc3}C_{Rc5}}{C_{Rp4}} + \frac{C_{Rc3}C_{Rc5}}{$$

$$\begin{bmatrix} \sqrt{1-1/(4Q^2)} - 1/(2Q), \sqrt{1-1/(4Q^2)} + 1/(2Q) \end{bmatrix};$$

$$I^{(2n)}(\Delta) = \int_{\sqrt{1-1/(4Q^2)} + 1/(2Q)}^{\sqrt{1-1/(4Q^2)} + 1/(2Q)} \{\tilde{H}_{BP}^{(2n)}(\omega_H) - \frac{1}{\sqrt{1-1/(4Q^2)} - 1/(2Q)} - \frac{1}{H_{BP}^{(2n)}} [\omega_H, (1+\Delta)\omega_0] \}^2 d\omega_H,$$

где $\tilde{H}_{\rm BP}^{(2n)}(\omega_{\rm H})$ – модуль ПФ ППФ порядка 2*n*, полученной преобразованием (1) ПФ $\tilde{H}_{\rm LP}^{(n)}(s_{\rm H})$ (4); $\hat{H}_{\rm BP}^{(2n)}[\omega_{\rm H},(1+\Delta)\omega_{0}]$ – функция нормированной частоты $\omega_{\rm H}$ и центральной частоты ППФ $(1+\Delta)\omega_{0}, -1 < \Delta$. Аналитические выражения $\tilde{H}_{\rm BP}^{(2n)}(\omega_{\rm H})$ для 2*n* = 2, 4, 6, 8, 10 приведены в [10].

Численная оценка искажений АЧХ при перестройке ППФ определяется средним значением функции $I^{(2n)}(\Delta)$ на отрезке $[\Delta_{\rm H} \le \Delta \le \Delta_{\rm B}]$:

$$s_{\rm cp} = \frac{1}{\Delta_{\rm B} - \Delta_{\rm H}} \int_{\Delta_{\rm H}}^{\Delta_{\rm B}} I^{(2n)}(\Delta) d\Delta.$$

Вопросам перестройки электрических фильтров посвящен ряд работ (см. [11]–[13]). По аналогии с [13], где введен коэффициент перестройки в виде отношения центральных частот в конечном и начальном состояниях, определим коэффициент перестройки χ как отношение верхней $(1 + \Delta_{\rm B})\omega_0$ и нижней $(1 + \Delta_{\rm H})\omega_0$ центральных частот ППФ с допустимыми интегральными искажениями АЧХ $I^{(2n)}(\Delta_{\rm B})$ и $I^{(2n)}(\Delta_{\rm H})$ соответственно:

$$\chi = (1 + \Delta_{\rm B})\omega_0 / [(1 + \Delta_{\rm H})\omega_0] = (1 + \Delta_{\rm B}) / (1 + \Delta_{\rm H}).$$

При условии, что коэффициент усиления усилителя K_y в процессе перестройки не изменяется, параметры $\hat{\delta}_2$, $\hat{\delta}_3$, ..., $\hat{\delta}_q$, $\hat{\omega}_{H2}$, $\hat{\omega}_{H3}$, ..., $\hat{\omega}_{Hq}$, \hat{Q} характеристик ФНЧ-прототипа $\hat{H}^{(n)}[\omega_{\rm H}, (1+\Delta_{\rm H})\omega_0]$ и $\hat{H}^{(n)}[\omega_{\rm H}, (1+\Delta_{\rm B})\omega_0]$ являются решениями соответствующих систем 2q-1 уравнений, образованных исключением первого и последнего уравнений системы (7) и

заменой в выражениях $\hat{H}^{(n)}(\omega_{\rm H})$ центральной частоты ω_0 на $(1 + \Delta)\omega_0$:

$$\begin{cases} 20 \lg \hat{H}^{(n)} \Big[\hat{\omega}_{Hi}, (1 + \Delta_{H}) \omega_{0} \Big] = \hat{\delta}_{i}, \ i = \overline{2, q_{H}}; \\ \hat{H}^{(n)} \Big[1, \ (1 + \Delta_{H}) \omega_{0} \Big] = 1/\sqrt{2}; \\ d\hat{H}^{(n)} \Big[\hat{\omega}_{Hi}, (1 + \Delta_{H}) \omega_{0} \Big] \Big/ d \, \hat{\omega}_{Hi} = 0, \ i = \overline{2, q_{H}}; \end{cases}$$
(10)
$$\begin{cases} 20 \lg \hat{H}^{(n)} \Big[\hat{\omega}_{Hi}, (1 + \Delta_{B}) \omega_{0} \Big] = \hat{\delta}_{i}, \ i = \overline{2, q_{B}}; \\ \hat{H}^{(n)} \Big[1, \ (1 + \Delta_{B}) \omega_{0} \Big] = 1/\sqrt{2}; \\ d\hat{H}^{(n)} \Big[\hat{\omega}_{Hi}, (1 + \Delta_{B}) \omega_{0} \Big] \Big/ d \, \hat{\omega}_{Hi} = 0, \ i = \overline{2, q_{B}}, \end{cases}$$
(11)

где $q_{\rm H}$, $q_{\rm B}$ – количество экстремумов функций $\hat{H}^{(n)} \Big[\hat{\omega}_{{\rm H}i}, (1 + \Delta_{\rm H}) \omega_0 \Big], \quad \hat{H}^{(n)} \Big[\hat{\omega}_{{\rm H}i}, (1 + \Delta_{\rm B}) \omega_0 \Big]$ соответственно.

Управление центральной частотой фильтра при фиксированных стандартных значениях емкостей осуществляется изменением индуктивностей контуров, например с помощью вариометров. Коэффициенты перекрытия по индуктивности каждого вариометра составляют

$$k_L = L_{\max} / L_{\min} = (1 + \Delta_B)^2 / (1 + \Delta_H)^2$$
,

где L_{max} , L_{min} – максимальная (нижний предел перекрываемого диапазона) и минимальная (верхний предел) индуктивности вариометра.

Для оценки искажений АЧХ при перестройке центральной частоты изменением емкостей контуров выразим $H_{\rm BP}^{(2n)}(\omega_{\rm H})$ через индуктивности контуров $L_{{\rm пр}i}$ и $L_{{\rm пc}k}$, выполнив в $H_{{\rm BP}_{{\rm пp}C}}^{(2n)}(\omega_{\rm H})$, $H_{{\rm BP}_{{\rm nc}C}}^{(2n)}(\omega_{\rm H})$ табл. 2 подстановки:

$$C_{\text{пр}i} = 1 / (\omega_0^2 L_{\text{пр}i}); \quad C_{\text{пc}k} = 1 / (\omega_0^2 L_{\text{пc}k}).$$

Начальными значениями индуктивностей, соответствующими центральной частоте ω_0 , примем значения индуктивностей ППФ с равноволновой АЧХ $\tilde{H}_{\rm BP}^{(2n)}(\omega_{\rm H})$. Коэффициенты перекрытия по емкости каждого конденсатора также равны и определяются отношением:

$$k_{C} = C_{\max} / C_{\min} = (1 + \Delta_{B})^{2} / (1 + \Delta_{H})^{2}$$

где C_{\max} , C_{\min} – максимальная и минимальная емкости контура при центральных частотах фильтра $(1 + \Delta_{\rm H})\omega_0$ и $(1 + \Delta_{\rm B})\omega_0$ соответственно.

Таким образом, процесс синтеза ППФ порядка 2n с центральной частотой ω_0 , добротностью Qи коэффициентом усиления усилителя K_y включает 2 этапа. На первом этапе рассчитываются параметры ФНЧ-прототипа, элементы которого C_i и L_k выражены через емкости контуров ППФ $C_{\text{пр}i}$ и $C_{\text{пc}k}$ соответственно. Расчетные параметры определяются в результате решения системы (n+2) уравнений, образованных приравниванием коэффициентов при одинаковых степенях переменной в выражениях ПФ ФНЧ-прототипа $H_{\text{b}C}^{(n)}(s_{\text{H}})$ и ПФ ФНЧ с равноволновой АЧХ $\tilde{H}_{\text{LP}}^{(n)}(s_{\text{H}})$.

Переход к номинальным значениям элементов выполняется при решении еще одной системы уравнений, связывающих (преобразованные) параметры ФНЧ-прототипа с неизвестными параметрами вновь вводимой неравноволновой АЧХ $\hat{H}^{(n)}(\omega_{\rm H})$. На втором этапе синтеза нестандартные значения элементов ППФ заменяются ближайшими номинальными значениями, а параметры $\tilde{K}_{\rm y}$, \tilde{Q} , $\tilde{\delta}$, $\tilde{\omega}_{\rm H2}$, $\tilde{\omega}_{\rm H3}$, ..., $\tilde{\omega}_{\rm Hn}$ равноволновой АЧХ $\tilde{H}_{\rm LP}^{(n)}(\omega_{\rm H})$ служат начальным приближением при расчете неравноволновой АЧХ ФНЧпрототипа $\hat{H}^{(n)}(\omega_{\rm H})$ с параметрами $\hat{K}_{\rm y}$, \hat{Q} , $\hat{\delta}_{\rm 1}$, $\hat{\delta}_2$, ..., $\hat{\delta}_q$, $\hat{\omega}_{\rm H2}$, $\hat{\omega}_{\rm H3}$, ..., $\hat{\omega}_{\rm Hq}$. При замене емкостей номиналы индуктивностей определяются соотношениями:

$$L'_{\text{mp}\,i} = 1 / \left(\omega_0^2 \, C'_{\text{mp}\,i} \right), \quad L'_{\text{mc}\,k} = 1 / \left(\omega_0^2 \, C'_{\text{mc}\,k} \right),$$

где $C'_{\text{пр}i}$, $C'_{\text{пс}k}$ – стандартные значения емкостей.

На заключительной стадии АЧХ синтезированного ППФ может быть откорректирована перестройкой на другую центральную частоту $\omega_{0 \text{кор}}$ с помощью всех индуктивностей фильтра с целью достижения наименьшего квадратического отклонения функции $\hat{H}_{\text{BP}}^{(2n)}[\omega_{\text{H}}, \omega_{0 \text{кор}}]$ от равноволновой АЧХ $\tilde{H}_{\text{BP}}^{(2n)}(\omega_{\text{H}}) = |\tilde{H}_{\text{BP}}^{(2n)}(s_{\text{H}})|$, причем $\tilde{H}_{\text{BP}}^{(2n)}(s_{\text{H}})$ получена из выражения $\tilde{H}_{\text{LP}}^{(n)}(s_{\text{H}})$ преобразованием нормированной частоты s_{H} .

Пример. Рассчитаем параметры элементов и характеристику ППФ 10-го порядка с параллель-

ным контуром в поперечной ветви на входе (см. рис. 3), с частотами настройки контуров $\omega_0 = 10^5$ рад/с и параметрами АЧХ $\tilde{\delta} = 0.1$, Q = 10. Коэффициенты ПФ $\tilde{H}_{LP}^{(5)}(s_{\rm H})$ полиномиального ФНЧ 5-го порядка с неравномерностью $\delta = 0.1$ равноволновой на отрезке АЧХ, имеющей на частоте среза $\omega_{\rm H} = 1$ значение $1/\sqrt{2}$, состав- $\tilde{K} = 0.217744, \qquad \tilde{b}_4 = 1.535234,$ [10]: ляют $\tilde{b}_3 = 2.147160, \qquad \tilde{b}_2 = 1.635204, \qquad \tilde{b}_1 = 0.862123,$ $\tilde{b}_0 = 0.216497;$ нормированные частоты экстремумов: $\tilde{\omega}_{H2} = 0.272$, $\tilde{\omega}_{H3} = 0.517$, $\tilde{\omega}_{H4} = 0.712$, $\tilde{\omega}_{\rm H\,5} = 0.837.$ Приравняв коэффициенты $H_{bC}^{(5)}(s_{\rm H})$ и $\tilde{H}_{LP}^{(5)}(s_{\rm H})$, получим систему 6 уравнений с 8 неизвестными.

Положим r = 100 Ом, R = 51 Ом. Решение системы уравнений:

$$K_y = 2.978, C_{пр1} = 2.99$$
 мкФ, $C_{пc2} = 10.74$ нФ,
 $C_{пр3} = 3.78$ мкФ, $C_{nc4} = 12.57$ нФ,
 $C_{пр5} = 1.63$ мкФ.

Проверка решения системы:

$$K_{\rm V} = \tilde{K}(r+R) / (\tilde{b}_0 R) = 2.978$$

Ближайшие к полученному значению $C_{\rm пр1}$ номинальные значения емкостей из ряда E12 равны 2.7 мкФ и 3.3 мкФ. Для остальных емкостей перейдем к номиналам $C'_{\rm nc2} = 11$ нФ, $C'_{\rm np3} = 3.9$ мкФ, $C'_{\rm nc4} = 13$ нФ, $C'_{\rm np5} = 1.6$ мкФ. Для более точного приближения функции $\hat{H}^{(10)}_{\rm BP_{np}C}(\omega_{\rm H})$ к $\tilde{H}^{(10)}_{\rm BP}(\omega_{\rm H})$ заменим в схеме ППФ конденсатор $C_{\rm пp1}$ параллельным соединением двух конденсаторов с номинальными емкостями 1.5 мкФ, получив эквивалентную емкость $C'_{\rm np1} = 3$ мкФ.

На рис. 5, *а* изображены АЧХ ППФ 10-го порядка с емкостями $C'_{np1} = 2.7$, 3.0 и 3.3 мкФ. Центральная часть АЧХ в увеличенном масштабе представлена на рис. 5, *б*. Как видно из рисунка, при $C'_{np1} = 2.7$ мкФ число локальных экстремумов АЧХ низкочастотного прототипа q = 3, при других значениях емкости их число равно 5. Решения системы уравнений (7) для трех значений C'_{np1} и выбранной частоты настройки контуров ω_0 представлены в табл. 3 (три левых столбца). Для перехода к нормированным частотам экстремумов АЧХ ППФ $\hat{H}^{(10)}_{\text{BPm}C}(\omega_{\text{H}})$ следует воспользоваться формулами:

$$\widehat{\omega}_{\mathrm{H}i_{\mathrm{l},2}}' = \sqrt{1 + \widehat{\omega}_{\mathrm{H}i}^2 / (4\widehat{Q}^2)} \mp \widehat{\omega}_{\mathrm{H}i} / (2\widehat{Q}).$$

Применим системы уравнений (10), (11) для определения параметров АЧХ $\hat{H}_{\mathrm{BPnp}C}^{(10)}(\omega_{\mathrm{H}})$ ППФ с набором конденсаторов с номинальными значениями при перестройке центральной частоты фильтра. Схема ППФ10-го порядка с перестраиваемыми индуктивностями приведена на рис. 6.

Положим $C'_{np1} = 3$ мк Φ . Тогда для центральной частоты 10^5 рад/с получим следующие значения индуктивностей:

$$L'_{\text{пр1}} = 33.3 \text{ мкГн}, \ L'_{\text{пс2}} = 9.1 \text{ мГн},$$

 $L'_{\text{пр3}} = 25.6 \text{ мкГн}, \ L'_{\text{пс4}} = 7.7 \text{ мГн},$
 $L'_{\text{пр5}} = 62.5 \text{ мкГн}.$



Рис. 5. Амплитудно-частотные характеристики ППФ (a); центральная часть АЧХ ППФ (δ) *Fig.* 5. BPF frequency responses (a); central parts of BPF frequency responses (δ)

Таблица 3. Параметры АЧХ ФНЧ-прототипа ППФ 10-го порядка Table 3. The LPF prototype frequency response parameters

	of	the 10th-	order BP	f	
Параметр	Hacтройка на/Tuning to				
Parameter	центральную частоту		крайние частоты		
Taranieter	center frequency			extreme frequencies	
ω_0 , рад/с	10 ⁵			$0.8 \cdot 10^{5}$	$1.2 \cdot 10^5$
Δ	0			-0.2	0.2
С' _{пр1} , мкФ	2.7	3.0	3.3	3.0	3.0
q	3	5	5	4	3
Ky	2.950	2.981	3.019	2.981	2.981
$\widehat{\delta}_1$	-0.033	0.059	0.169	0.059	0.059
$\widehat{\delta}_2$	-0.169	-0.104	-0.031	0.422	-0.786
$\widehat{\delta}_3$	0.258	0.041	0.041	-0.031	0.075
$\widehat{\delta}_4$	-	0.039	-0.043	0.387	-
$\widehat{\delta}_5$	-	0.121	-0.040	-	_
$\hat{\mathcal{Q}}$	9.799	9.989	10.175	10.043	10.006
$\widehat{\omega}_{\text{H2}}$	0.288	0.305	0.327	0.372	0.350
$\widehat{\omega}_{_{H}3}$	0.828	0.611	0.543	0.675	0.701
$\widehat{\omega}_{_{\rm H}4}$	_	0.662	0.752	0.852	_
$\widehat{\omega}_{\rm H5}$	—	0.821	0.794	-	—

ту перестройки $\chi = (1+0.2)/(1-0.2) = 1.5$, представлены в правых столбцах табл. 3.

Исследуем искажения АЧХ при изменении
центральной частоты ППФ с использованием пе-
ременных конденсаторов. Индуктивности парал-
лельных и последовательных контуров опреде-
ляются из соотношений $L_{\text{пр}i} = 1 / (\omega_0^2 C_{\text{пр}i}),$
$L_{\mathrm{nc}k} = 1/(\omega_0^2 C_{\mathrm{nc}k})$, где $C_{\mathrm{np}i}$ и $C_{\mathrm{nc}k}$ – расчет-
ные значения исходной системы 6 уравнений:
$I = -22.42$ yr $\Gamma_{\rm H} = -0.21$ y $\Gamma_{\rm H}$

$$L_{\rm пр1} = 33.43$$
 мкГ н, $L_{\rm пc2} = 9.31$ мГ н,
 $L_{\rm пр3} = 26.45$ мкГ н, $L_{\rm пc4} = 7.95$ мГ н,
 $L_{\rm пр5} = 61.25$ мкГ н.

Схема ППФ 10-го порядка с перестраиваемыми конденсаторами приведена на рис. 8, графики АЧХ $\hat{H}'^{(10)}_{\rm BP_{np}L} \left[\omega_{\rm H} / (1 + \Delta), (1 + \Delta) \omega_0 \right]$ для тех же значений Δ приведены на рис. 9. График для $\Delta = 0$ представляет собой равноволновую АЧХ с



Рис. 6. Функциональная схема ППФ10-го порядка с перестраиваемыми индуктивностями *Fig. 6.* Schematic diagram of the 10th-order BPF with variable inductors

При перестройке ППФ в диапазоне частот от $\omega_0 = (0.8...1.2)10^5$ рад/с $(-0.2 \le \Delta \le 0.2)$ коэф-фициенты перекрытия по индуктивностям

$$k_L = (1+0.2)^2 / (1-0.2)^2 = 2.25$$

Коэффициент усиления и неравномерность АЧХ на центральной частоте во всем диапазоне перестройки неизменны и равны первоначальным значениям: $K_v = 2.981$, $\hat{\delta}_1 = 0.059$.

Введем в рассмотрение функцию нормированной частоты $\omega/[(1+\Delta)\omega_0] = \omega_{\rm H}/(1+\Delta)$: $\hat{H}'^{(10)}_{\rm BP}[\omega_{\rm H}/(1+\Delta), (1+\Delta)\omega_0]$. Графики АЧХ $\hat{H}'^{(10)}_{\rm BP_{\rm np}C}[\omega_{\rm H}/(1+\Delta), (1+\Delta)\omega_0]$ для нескольких

значений Δ приведены на рис. 7; решения систем уравнений (10) и (11) для двух крайних значений частот диапазона, соответствующих коэффициен-

параметрами: $K_y = 2.978$, $\hat{\delta}_1 = 0.059$, которые при перестройке не изменяются.

Приведем решения систем уравнений (10), (11) для двух граничных значений Δ . При $\Delta_{\rm H} = -0.2$, q = 3: $\hat{\delta}_2 = -0.869$, $\hat{\delta}_3 = 0.007$, $\hat{Q} = 10.006$,



Рис. 7. Амплитудно-частотные характеристики ППФ 10-го порядка, перестраиваемого индуктивностями, для различных значений Δ

Fig. 7. Frequency responses of the 10th-order BPF with variable inductors for various Δ



Puc. 8. Функциональная схема ППФ 10-го порядка с перестраиваемыми конденсаторами *Fig. 8.* Schematic diagram of the 10th-order BPF with variable capacitors

 $\hat{\omega}_{\text{H2}} = 0.345, \quad \hat{\omega}_{\text{H3}} = 0.674.$ При $\Delta_{\text{B}} = 0.2, \quad q = 4:$ $\hat{\delta}_2 = 0.389, \quad \hat{\delta}_3 = -0.106, \quad \hat{\delta}_4 = 0.317, \quad \hat{Q} = 10.046,$ $\hat{\omega}_{\text{H2}} = 0.374, \quad \hat{\omega}_{\text{H3}} = 0.684, \quad \hat{\omega}_{\text{H4}} = 0.857.$ Коэффициент перекрытия по емкостям $k_C = 2.25.$

На рис. 10 приведены графики функций искажения АЧХ ППФ с перестраиваемыми индуктивностями (см. рис. 6):

$$I^{(10)}(\Delta) = \int_{\sqrt{1-1/(4Q^2)}-1/(2Q)}^{\sqrt{1-1/(4Q^2)}+1/(2Q)} \left\{ \tilde{H}_{\rm BP}^{(10)}(\omega_{\rm H}) - \tilde{H}_{\rm BP}^{(10)}(\omega_{\rm H}) - \tilde{H}_{\rm BP_{\rm np}C}^{(10)}\left[\omega_{\rm H}, (1+\Delta)\omega_0 \right] \right\}^2 d\omega_{\rm H}$$

и с перестраиваемыми емкостями (рис. 8):

$$J^{(10)}(\Delta) = \int_{\sqrt{1-1/(4Q^2)}-1/(2Q)}^{\sqrt{1-1/(4Q^2)}+1/(2Q)} \left\{ \tilde{H}_{\rm BP}^{(10)}(\omega_{\rm H}) - \tilde{H}_{\rm BP_{\rm np}L}^{(10)} \left[\omega_{\rm H}, (1+\Delta)\omega_{\rm 0} \right] \right\}^2 d\omega_{\rm H},$$

где

$$\tilde{H}_{\rm BP}^{(10)}(\omega_{\rm H}) = (\tilde{K}/Q^5)\omega_{\rm H}^5/\sqrt{\tilde{M}^{(10)}};$$

 $\hat{H}_{\mathrm{BP}_{\mathrm{np}}C}^{(10)} \left[\omega_{\mathrm{H}}, (1 + \Delta) \omega_{0} \right] - функция нормирован$ $ной частоты <math>\omega_{\mathrm{H}}$, выраженная через $C_{\mathrm{np}i}$ и $C_{\mathrm{nc}k}$



Fig. 9. Frequency responses of the 10th-order BPF with variable capacitors for various Δ

(см. табл. 2), и центральной частоты $(1 + \Delta)\omega_0$;

$$\begin{aligned} \hat{H}_{\rm BP_{np}L}^{(10)} \left[\omega_{\rm H}, \ (1+\Delta)\omega_{0} \right] = \\ = \frac{K_{\rm y} (1+\Delta)\omega_{0} L_{\rm np1}L_{\rm np3}L_{\rm np5}}{rL_{\rm nc2}L_{\rm nc4}} \omega_{\rm H}^{5} / \sqrt{\hat{M}_{\rm BP_{np}L}^{(10)}}, \end{aligned}$$

причем

$$\begin{split} \tilde{\mathbf{M}}^{(10)} = & \left[\omega_{\mathrm{H}}^{10} + \left(5 + \frac{\tilde{b}_{3}}{Q^{2}} \right) \left(\omega_{\mathrm{H}}^{8} - \omega_{\mathrm{H}}^{2} \right) + \right. \\ & \left. + \left(10 + \frac{3\tilde{b}_{3}}{Q^{2}} + \frac{\tilde{b}_{1}}{Q^{4}} \right) \left(\omega_{\mathrm{H}}^{6} - \omega_{\mathrm{H}}^{4} \right) - 1 \right]^{2} + \\ & \left. + \left[\frac{\tilde{b}_{4}}{Q} \left(\omega_{\mathrm{H}}^{9} + \omega_{\mathrm{H}} \right) - \left(\frac{4\tilde{b}_{4}}{Q} + \frac{\tilde{b}_{2}}{Q^{3}} \right) \left(\omega_{\mathrm{H}}^{7} + \omega_{\mathrm{H}}^{3} \right) + \right. \\ & \left. + \left(\frac{6\tilde{b}_{4}}{Q} + \frac{2\tilde{b}_{2}}{Q^{3}} + \frac{\tilde{b}_{0}}{Q^{5}} \right) \omega_{\mathrm{H}}^{5} \right]^{2}; \\ \tilde{\mathbf{M}}_{\mathrm{BP_{np}}L}^{(10)} = & \left(\omega_{\mathrm{H}}^{10} - \left\{ 5 + \frac{L_{\mathrm{np1}} + L_{\mathrm{np3}}}{L_{\mathrm{nc2}}} + \frac{L_{\mathrm{np3}} + L_{\mathrm{np5}}}{L_{\mathrm{nc4}}} + \right. \\ & \left. + \frac{\left[(1 + \Delta) \omega_{0} \right]^{2} L_{\mathrm{np1}} L_{\mathrm{np5}}}{rR} \right] \left(\omega_{\mathrm{H}}^{8} - \omega_{\mathrm{H}}^{2} \right) + \\ & \left. + \left\{ 10 + 3 \left(\frac{L_{\mathrm{np1}} + L_{\mathrm{np3}}}{L_{\mathrm{nc2}}} + \frac{L_{\mathrm{np3}} + L_{\mathrm{np5}}}{L_{\mathrm{nc4}}} \right) \right\} \right] \end{split}$$



Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов Radio electronic facilities for signal transmission, reception and processing

$$\begin{split} &+ \frac{L_{\rm np1} \left(L_{\rm np3} + L_{\rm np5} \right) + L_{\rm np3} L_{\rm np5}}{L_{\rm nc2} L_{\rm nc4}} + \\ &+ \frac{\left[\left(1 + \Delta \right) \omega_0 \right]^2 L_{\rm np1} L_{\rm np3} L_{\rm np5}}{rR} \times \\ &\times \left(\frac{1}{L_{\rm nc2}} + \frac{3}{L_{\rm np3}} + \frac{1}{L_{\rm nc4}} \right) \right\} \left(\omega_{\rm H}^6 - \omega_{\rm H}^4 \right) - 1 \right)^2 + \\ &+ \left[\left(1 + \Delta \right) \omega_0 \right]^2 \left\{ \frac{rL_{\rm np5} + RL_{\rm np1}}{rR} \left(\omega_{\rm H}^9 + \omega_{\rm H} \right) - \\ &- \left[\left(\frac{L_{\rm np1}}{r} + \frac{L_{\rm np5}}{R} \right) \left(4 + \frac{L_{\rm np3}}{L_{\rm nc2}} + \frac{L_{\rm np3}}{L_{\rm nc4}} \right) + \\ &+ L_{\rm np1} \frac{rL_{\rm nc4} + RL_{\rm nc2}}{rRL_{\rm nc2} L_{\rm nc4}} L_{\rm np5} \right] \left(\omega_{\rm H}^7 + \omega_{\rm H}^3 \right) + \\ &+ \left[2 \frac{rL_{\rm np5} + RL_{\rm np1}}{rR} \left(3 + \frac{L_{\rm np3}}{L_{\rm nc2}} + \frac{L_{\rm np3}}{L_{\rm nc4}} \right) + \\ &+ 2L_{\rm np1} \left(\frac{1}{RL_{\rm nc2}} + \frac{1}{rL_{\rm nc4}} \right) L_{\rm np5} + \\ &+ \frac{\left(r + R \right) L_{\rm np1} L_{\rm np3} L_{\rm np5}}{rRL_{\rm nc2} L_{\rm nc4}} \right] \omega_{\rm H}^5 \right\}^2. \end{split}$$

 $I^{(10)}(\Lambda)$ Средние значения функций и $J^{(10)}(\Lambda)$ в области изменения аргумента $[-0.2 \le \Delta \le 0.2]$ равны 54.92 · 10⁻⁶ и 53.51 · 10⁻⁶ соответственно. Из графика функции $I^{(10)}(\Delta)$ видно, что АЧХ неперестраиваемого ППФ может быть скорректирована за счет незначительного изменения частоты ω_0 с помощью индуктивностей. Минимум функции $I^{(10)}(\Delta)$ наблюдается при $\Delta = -0.0144$, что соответствует угловой частоте $\omega_{0 \text{KOD}} = (1 - 0.0144) \omega_0 =$ настройки контуров = 98 560 рад/с. Из сравнения исходной АЧХ $\hat{H}^{(10)}_{\mathrm{BP_mC}}[\omega_{\mathrm{H}}, \omega_0]$ и скорректированной АЧХ $\hat{H}'^{(10)}_{\rm BP_{nn}C}$ [$\omega_{\rm H}/0.9856, \omega_{0 \rm Kop}$] (рис. 11) видно, что скорректированная АЧХ имеет меньшие пульсации в точках минимума при равных с исходной АЧХ значениях неравномерностей в точках максимума.

Полосно-заграждающие фильтры. При переходе от ФНЧ к ПЗФ с центральной частотой режекции ω_0 емкость *C* заменяется последовательным колебательным контуром с элементами $C_{\rm nc} = C/\Theta$ и $L_{\rm nc} = \Theta/(\omega_0^2 C)$, а индуктивность L – параллельным колебательным колебательным контуром с



Рис. 11. Исходная и скорректированная АЧХ ППФ (a); центральная часть АЧХ ППФ (δ) *Fig. 11.* Initial and corrected frequency responses of BPF (a);

central parts of BPF frequency responses (δ)

элементами $L_{\rm пp} = L/\Theta$ и $C_{\rm пp} = \Theta/(\omega_0^2 L)$. При $H^{(n)}(1) = 1/\sqrt{2}$ Θ есть добротность ПЗФ, равная отношению нормированной центральной частоты режекции к нормированной полосе подавления, определяемой на уровне $1/\sqrt{2}$ модуля ПФ.

На рис. 12, 13 представлены схемы ПЗФ порядков 2*n* с последовательным контуром на входе в поперечной ветви (рис. 12) и параллельным контуром на входе в продольной ветви (рис. 13) с элементами $C_{\text{пс}i}$, $L_{\text{пс}i}$, $C_{\text{пр}k}$, $L_{\text{пр}k}$, i, $k = \overline{1, n}$.

ПФ ФНЧ-прототипов ПЗФ $H_{rC}^{(n)}(s_{H})$ (см. рис. 1) и $H_{rL}^{(n)}(s_{H})$ (см. рис. 2), $n = \overline{1, 5}$, выраженные через емкости контуров $C_{\Pi Ci}$, $C_{\Pi pk}$ приведены в табл. 4.

АЧХ ПЗФ порядков 2*n* с последовательным и параллельным контурами на входах $H_{\text{BP}_{nc}C}^{(2n)}(\omega_{\text{H}})$ и $H_{\text{BR}_{np}C}^{(2n)}(\omega_{\text{H}})$ для 2*n* = 2, 4, 6, 8, 10 (рис. 12 и 13 соответственно), выраженные через $C_{\text{пс}i}$, $C_{\text{пр}k}$, представлены в табл. 5.

На рис. 14, *а* показаны равноволновые АЧХ ФНЧ-прототипа 5-го порядка $\tilde{H}_{rC}^{(5)}(\omega_{\rm H})$ (см. рис. 1)



Puc. 12. Функциональная схема ПЗФ порядка 2n с последовательным контуром в поперечной ветви на входе *Fig. 12.* Schematic diagram of the 2nth-order BRF with the series resonant circuit in the transverse branch at the input



Ø______ Ф____ Рис. 13. Функциональная схема ПЗФ порядка 2*n* с параллельным контуром в продольной ветви на входе *Fig. 13.* Schematic diagram of the 2*n*th-order BRF with the parallel resonant circuit in the longitudinal branch at the input

и ПЗФ 10-го порядка с последовательным контуром в поперечной ветви на входе $\tilde{H}_{\mathrm{BP}_{\mathrm{np}}C}^{(10)}(\omega_{\mathrm{H}})$ (рис. 12) с частотами настройки контуров $\omega_0 = 10^5$ рад/с и параметрами АЧХ: $\hat{\delta} = 0.1$, Q = 10. Центральная часть АЧХ в увеличенном масштабе представлена на рис. 14, *б*. При r = 100 Ом, R = 51 Ом элементы ПЗФ имеют следующие нестандартные значения:

$$C_{\text{пс1}} = 29.92 \text{ нФ}, \ L_{\text{пс1}} = 3.34 \text{ мГн},$$

 $C_{\text{пр2}} = 1.07 \text{ мкФ}, \ L_{\text{пр2}} = 93.12 \text{ мкГн},$
 $C_{\text{пс3}} = 37.81 \text{ нФ}, \ L_{\text{пс3}} = 2.65 \text{ мГн},$
 $C_{\text{пр4}} = 1.26 \text{ мкФ}, \ L_{\text{пр4}} = 79.53 \text{ мкГн},$
 $C_{\text{пс5}} = 16.33 \text{ нФ}, \ L_{\text{пс5}} = 6.12 \text{ мГн}.$

Коэффициент усиления усилителя $K_{\rm V} = 2.978$.

Таблица 4. Передаточные функции ФНЧ-прототипов ПЗФ Table 4. Transfer functions of LPF prototypes of BRF

$$\frac{n = 1}{H_{rC}^{(1)}(s_{n}) = \frac{K_{y}}{\omega_{0} \Theta rC_{nc1}} / \left(s_{n} + \frac{r + R}{\omega_{0} \Theta rC_{nc1}R}\right); H_{rL}^{(1)}(s_{n}) = \frac{K_{y} \omega_{0} RC_{np1}}{\Theta} / \left[s_{n} + \frac{\omega_{0}(r + R)C_{np1}}{\Theta}\right]$$

$$\frac{n = 2}{R_{rC}^{(2)}(s_{n}) = \frac{K_{y}RC_{np2}}{\Theta^{2}rC_{nc1}} / \left[s_{n}^{2} + \frac{1 + \omega_{0}^{2}rC_{nc1}RC_{np2}}{\Theta\omega_{0}rC_{nc1}}s_{n} + \frac{(r + R)C_{np2}}{\Theta^{2}rC_{nc1}}\right]; H_{rL}^{(2)}(s_{n}) = \frac{K_{y}C_{np1}}{\Theta^{2}C_{nc2}} / \left[s_{n}^{2} + \frac{1 + \omega_{0}^{2}rC_{np1}RC_{nc2}}{\Theta\omega_{0}RC_{nc2}}s_{n} + \frac{(r + R)C_{np1}}{\Theta^{2}RC_{nc2}}\right]$$

$$\frac{n = 3}{R_{rC}^{3}} = \frac{R_{y}C_{np2} / (\Theta^{3}\omega_{0}rC_{nc1}C_{nc3})}{R_{rC}^{3}} + \frac{1 + \omega_{0}^{2}rC_{nc1}RC_{nc3}}{\Theta\omega_{0}rC_{nc1}RC_{nc3}}s_{n}^{2} + \frac{1 + \omega_{0}^{2}rC_{nc1}RC_{nc3}}{\Theta^{2}\omega_{0}^{2}rC_{nc1}RC_{nc3}}s_{n} + \frac{(r + R)C_{np2}}{\Theta^{3}\omega_{0}rC_{nc1}RC_{nc3}};$$

$$H_{rL}^{(3)}(s_{n}) = \frac{K_{y}\omega_{0}RC_{np1}C_{nc3}}{s_{n}^{3} + \frac{rC_{nc1} + RC_{nc3}}{\Theta\omega_{0}rC_{nc1}RC_{nc3}}s_{n}^{2} + \frac{1 + \omega_{0}^{2}rC_{nc1}RC_{nc2}}{\Theta^{2}\omega_{0}^{2}rC_{nc1}RC_{nc2}}s_{n} + \frac{(r + R)C_{np2}}{\Theta^{3}\omega_{0}rC_{nc1}RC_{nc3}};$$

$$H_{rL}^{(3)}(s_{n}) = \frac{K_{y}\omega_{0}RC_{np1}C_{np3}}{s_{n}^{3} + \frac{\omega_{0}(rC_{np1} + RC_{np3})}{\Theta\omega_{0}rC_{nc1}RC_{nc3}}s_{n}^{2} + \frac{C_{np1} + C_{np3}(H^{3}\omega_{0}rC_{np1}RC_{nc2})}{\Theta^{2}c_{nc2}}s_{n} + \frac{\omega_{0}(r + R)C_{np1}C_{np3}}{\Theta^{3}c_{nc2}}}$$

$$R = 4$$

$$R_{rL}^{(4)}(s_{n}) = \left[K_{y}RC_{np2}C_{np4}/(\Theta^{4}rC_{nc1}C_{nc3})\right] / \Lambda_{rC}^{(4)},$$

$$R = 4$$

$$R_{rC}^{(4)}(s_{n}) = \left[K_{rC}^{2}(s_{n}) + (S_{n})^{2}(s_{n})\right] / \Lambda_{rC}^{(4)},$$

Окончание табл. 4 Ending of the table 4

$$\begin{split} H_{rL}^{(4)}(s_{\rm H}) &= \left[K_{\rm Y}C_{\rm np1}C_{\rm np3}/(\Theta^4C_{\rm nc2}C_{\rm nc4})\right]/\Lambda_{rL}^{(4)}, \\ \text{FIRE} \\ \Lambda_{rL}^{(4)} &= s_{\rm H}^4 + \frac{1+\omega_0^2 r_{\rm Cnp1} RC_{\rm nc4}}{\Theta\omega_0 RC_{\rm nc4}} s_{\rm H}^3 + \frac{(rC_{\rm np1} + RC_{\rm np3})C_{\rm nc2} + R(C_{\rm np1} + C_{\rm np3})C_{\rm nc4}}{\Theta^2 RC_{\rm nc2}C_{\rm nc4}} s_{\rm H}^2 + \\ &+ \frac{C_{\rm np1} + C_{\rm np3} + \omega_0^2 r_{\rm Cnp1} R(C_{\rm nc2} + C_{\rm ne4})C_{\rm np3}}{\Theta^3\omega_0 RC_{\rm nc2}C_{\rm nc4}} s_{\rm H} + \frac{(r+R)C_{\rm np1}C_{\rm np3}}{\Theta^3\omega_0 RC_{\rm nc2}C_{\rm nc4}} s_{\rm H} + \frac{(r+R)C_{\rm np1}C_{\rm np3}}{\Theta^3\omega_0 RC_{\rm nc2}C_{\rm nc4}} s_{\rm H} + \frac{(r+R)C_{\rm np1}C_{\rm np3}}{(s_{\rm H}^{-5})(s_{\rm H}) = \left[K_{\rm Y}C_{\rm np2}C_{\rm np4}/(\Theta^5\omega_0 rC_{\rm nc1}C_{\rm nc3}C_{\rm nc5})\right]/\Lambda_{\rm r}^{(5)}, \\ \text{FRE} \\ \Lambda_{\rm rC}^{(5)} &= s_{\rm H}^5 + \frac{rC_{\rm nc1} + RC_{\rm nc5}}{\Theta\omega_0 rC_{\rm nc1} RC_{\rm nc5}} s_{\rm H}^4 + \left(\frac{C_{\rm nc1}C_{\rm np4} + C_{\rm np2}C_{\rm nc5}}{\Theta^2 C_{\rm nc1}C_{\rm nc5}} + \frac{C_{\rm np2} + C_{\rm np4}}{\Theta^2 C_{\rm nc3}} + \frac{1}{\Theta^2\omega_0^2 rC_{\rm nc1}RC_{\rm nc5}}\right) s_{\rm H}^3 + \\ &+ \frac{(rC_{\rm nc1} + RC_{\rm nc5})(C_{\rm np2} + C_{\rm np4}) + (rC_{\rm np2} + RC_{\rm np4})C_{\rm nc3}}{\Theta^3\omega_0 rC_{\rm nc1}RC_{\rm nc5}} s_{\rm H}^2 + \frac{(r+R)C_{\rm np2}C_{\rm nc4}}{\Theta^3\omega_0 rC_{\rm nc1}RC_{\rm nc5}} s_{\rm H}^4 + \frac{(r+R)C_{\rm np2}C_{\rm nc4}}{\Theta^3\omega_0 rC_{\rm nc1}RC_{\rm nc5}} s_{\rm H}^2 + \frac{C_{\rm np2} + C_{\rm np4}}{\Theta^2\omega_0^2 rC_{\rm nc1}RC_{\rm nc3}} s_{\rm H}^2 + \frac{(r+R)C_{\rm np2}C_{\rm np4}}{\Theta^3\omega_0^2 rC_{\rm nc1}RC_{\rm nc5}} s_{\rm H} + \\ &+ \frac{(r+R)C_{\rm np2}C_{\rm np4}}{\Theta^3\omega_0 rC_{\rm nc1}RC_{\rm nc3}C_{\rm nc5}} s_{\rm H}^2 + \frac{C_{\rm np3}C_{\rm np4}}{\Theta^2C_{\rm nc4}} s_{\rm H}^2 + \frac{C_{\rm np3}C_{\rm np4}}{\Theta^2C_{\rm nc4}} s_{\rm H}^2 + \frac{(r+R)C_{\rm np3}C_{\rm np5}}{\Theta^2C_{\rm nc4}} s_{\rm H}^2 + \frac{C_{\rm np4}C_{\rm np3}}{\Theta^2C_{\rm nc4}} s_{\rm H}^2 + \\ &+ \frac{(r+R)C_{\rm np2}C_{\rm np4}}{\Theta^3\omega_0 rC_{\rm nc1}RC_{\rm nc3}C_{\rm nc5}} s_{\rm H} + \\ &+ \frac{(r+R)C_{\rm np2}C_{\rm np4}}{\Theta^2C_{\rm nc4}} s_{\rm H}^2 + \frac{(C_{\rm np1} + C_{\rm np3}}{\Theta^2C_{\rm nc4}} s_{\rm H}^2 + \frac{C_{\rm np3}C_{\rm np5}}{\Theta^2C_{\rm nc4}} s_{\rm H}^2 \\ &+ \frac{(r+R)C_{\rm np1}C_{\rm np3}C_{\rm np5}}{\Theta^2C_{\rm nc4}} s_{\rm H}^2 + \\ &+ \frac{(r+R)C_{\rm np1}C_{\rm np3}C_{\rm np5}}{\Theta^2C_{\rm nc4}} s_{\rm H}^2 \\ &+ \frac{(r+R)C_{\rm np1}C_{$$

Таблица 5. Амплитудно-частотные характеристики ПЗФ *Table 5.* BRF frequency responses

$$\frac{2n = 2}{H_{BR_{ne}C}^{(2)}(\omega_{H}) = \frac{K_{y}R}{r+R} |\omega_{H}^{2}-1| / \sqrt{(\omega_{H}^{2}-1)^{2} + (\frac{\omega_{0}rC_{nc1}R}{r+R}\omega_{H})^{2}}; H_{BR_{np}C}^{(2)}(\omega_{H}) = \frac{K_{y}R}{r+R} |\omega_{H}^{2}-1| / \sqrt{(\omega_{H}^{2}-1)^{2} + [\frac{1}{\omega_{0}(r+R)C_{np1}}\omega_{H}]^{2}}}{2n = 4} \frac{2n = 4}{H_{BR_{np}C}^{(4)}(\omega_{H}) = \frac{K_{y}R}{r+R} (\omega_{H}^{2}-1)^{2} / \sqrt{\left\{\omega_{H}^{4}-\left[2+\frac{rC_{nc1}}{(r+R)C_{np2}}\right]\omega_{H}^{2}+1\right\}^{2} + \left[\frac{\omega_{0}rR}{r+R} \left(C_{nc1}+\frac{1}{\omega_{0}^{2}rC_{np2}R}\right)(\omega_{H}^{3}-\omega_{H})\right]^{2}}; H_{BR_{np}C}^{(4)}(\omega_{H}) = \frac{K_{y}R}{r+R} (\omega_{H}^{2}-1)^{2} / \sqrt{\left\{\omega_{H}^{4}-\left[2+\frac{RC_{nc2}}{(r+R)C_{np1}}\right]\omega_{H}^{2}+1\right\}^{2} + \left[\frac{\omega_{0}rR}{r+R} \left(C_{nc2}+\frac{1}{\omega_{0}^{2}rC_{np1}R}\right)(\omega_{H}^{3}-\omega_{H})\right]^{2}}}{2n = 6} \frac{2n = 6}{H_{BR_{np}C}^{(6)}(\omega_{H}) = \frac{K_{y}R}{(r+R)C_{np2}} \left[\omega_{H}^{4}-\omega_{H}^{2}\right] - 1\right\}^{2} + \left(\frac{\omega_{0}rR}{r+R} \left[1+\frac{1}{\omega_{0}^{2}rC_{np1}R}\right](\omega_{H}^{4}-\omega_{H}^{2}) - 1\right]^{2} + \left(\frac{\omega_{0}rR}{r+R} \left[1+\frac{1}{\omega_{0}^{2}rRC_{np2}}\right](\omega_{H}^{4}-\omega_{H}^{2}) - 1\right]^{2} + \left(\frac{\omega_{0}rR}{r+R} \left[1+\frac{1}{\omega_$$

Продолжение табл. 5 Continued of the table 5

$$\begin{split} & H_{10k_{W}c}^{(40)}(\omega_{W}) = \frac{K_{y}R}{r+R} [(\omega_{w}^{2}-1)^{3}] / \sqrt{M_{10k_{W}c}^{(40)}}, \\ & \text{rac} \\ & \text{M}_{BR_{W}c}^{(40)} = \left\{ \omega_{w}^{4} - \left[3 + \frac{(rC_{wp1} + RC_{wp3})C_{wq2}}{(r+R)C_{wp3}} \right] (\omega_{w}^{4} - \omega_{w}^{2}) - 1 \right\}^{2} + \\ & + \left(\frac{\omega_{w}rR}{r+R} \right)^{2} \left\{ \left[C_{wc2} + \frac{C_{wp1} + C_{wp3}}{\omega_{w}^{2} - c_{wp1}RC_{wp3}} \right] (\omega_{w}^{4} + \omega_{w}) - 2 \left[C_{wc2} + \frac{2(C_{wp1} + C_{wp3}) + C_{wc2}}{2\omega_{w}^{2} - c_{wp1}RC_{wp3}} \right] \omega_{w}^{4} \right]^{2} \\ \hline \\ & \frac{2n = 8}{H_{BR_{W}c}^{(8)}(\omega_{w}) = \left[K_{y}R/(r+R) \right] (\omega_{w}^{2} - 1)^{4} / \sqrt{M_{BR_{W}c}^{(8)}}, \\ & \text{rac} \\ & \text{M}_{BR_{W}c}^{(8)} = \left[\omega_{w}^{8} - \left[4 + \frac{rC_{wc1} + RC_{w3}}{(r+R)C_{w2}} + \frac{r(C_{wc1} + C_{w3})}{(r+R)C_{wp2}} \right] (\omega_{w}^{4} + \omega_{w}^{2}) + \\ & + \left[6 + \frac{rC_{wc1}(2C_{wp2} + C_{wc1} + 2C_{wp4}) + (rC_{wp2} + RC_{wp4})C_{wc3}}{(r+R)C_{wp2}} \right] \omega_{w}^{4} + 1 \right\}^{2} + \left(\frac{\omega_{0}rR}{3\omega_{w}^{2}} - \frac{2C_{wp2} + C_{wp4}}{3\omega_{w}^{2}rC_{wp2}RC_{wp4}} \right] (\omega_{w}^{6} - \omega_{w}^{3}) \right\}^{2}; \\ & \text{rac} \\ & \text{M}_{BR_{W}c}^{(8)} = \left\{ \omega_{w}^{8} - \left[4 + \frac{rC_{wc1} + RC_{w3}}{(r+R)C_{wp2}} + \frac{RC_{wc4}}{(r+R)C_{wp2}} + \frac{C_{wc4}}{(r+R)C_{wp2}} - \frac{RC_{wc4}}{(r+R)C_{wp2}} + \frac{RC_{wc4}}{3C_{wp2}} + \frac{2C_{wp4}}{3\omega_{w}^{2}rC_{wp2}RC_{wp4}} \right] (\omega_{w}^{6} - \omega_{w}^{3}) \right\}^{2}; \\ & \text{rac} \\ & \text{M}_{BR_{W}c}^{(8)} = \left\{ \omega_{w}^{8} - \left[4 + \frac{rC_{wc2} + RC_{wc4}}{(r+R)C_{wp3}} + \frac{RC_{wc2} + C_{wc4}}{(r+R)C_{wp3}} \right] (\omega_{w}^{4} - \omega_{w}^{3}) \right\} \\ & \frac{RC_{wc4}}{(r+R)C_{wp3}} + \frac{RC_{wc4}}{(r+R)C_{wp3}}} \right] (\omega_{w}^{2} - \omega_{w}^{3}) \right\}^{2} \\ & \text{rac} \\ & \text{M}_{BR_{W}c}^{(6)} = \left\{ \omega_{w}^{10} - \left\{ 4 + \frac{rC_{wc2} + RC_{wc4}}{(r+R)C_{wp3}} \right\} (\omega_{w}^{2} - \omega_{w}^{3}) - 3 \right] \left\{ \omega_{w}^{4} - \omega_{w}^{3} \right\} \\ & \frac{RC_{wc4}}}{(r+R)C_{wp3}} + \frac{RC_{wc4}}{(r+R)C_{wp3}} + \frac{RC_{wc4}}{(r+R)C_{wp3}}} \right] (\omega_{w}^{6} - \omega_{w}^{3}) \right\}^{2} \\ & \frac{RC_{wc4}}}{(r+R)C_{wp3}} + \frac{RC_{wc4}}}{(r+R)C_{wp3}} + \frac{RC_{wc4}}}{(r+R)C_{wp3}} + \frac{RC_{wc4}}}{(r+R)C_{wp3}} + \frac{RC_{wc4}}}{(r+R)C_{wp3}} + \frac{RC_{wc4}}}{(r+R)C_{wp3}} \right] \left\{ \omega_{w}^{6} - \omega_{w}^{3} \right\} \right\} \\ \\ & \frac{RC_{wc4}}}{(r+R)C_{wc3}} + \frac{RC_$$

Окончание табл. 5 Ending of the table 5

$$\begin{aligned} H_{\mathrm{BR}\mathrm{np}C}^{(10)}(\omega_{\mathrm{H}}) &= \left[K_{\mathrm{y}}R/(r+R)\right] \left[(\omega_{\mathrm{H}}^{2}-1)^{5}\right] / \sqrt{M_{\mathrm{BR}\mathrm{np}C}^{(10)}}, \\ \mathrm{rge} \\ \mathrm{M}_{\mathrm{BR}\mathrm{np}C}^{(10)} &= \left\{\omega_{\mathrm{H}}^{10} - \left[5 + \frac{rC_{\mathrm{nc}2} + RC_{\mathrm{nc}4}}{(r+R)C_{\mathrm{np}3}} + \frac{\left(rC_{\mathrm{np}1} + RC_{\mathrm{np}5}\right)(C_{\mathrm{nc}2} + C_{\mathrm{nc}4})}{(r+R)C_{\mathrm{np}1}C_{\mathrm{np}5}}\right] \left[(\omega_{\mathrm{H}}^{8} - \omega_{\mathrm{H}}^{2}\right) + \\ &+ \left[10 + 3\frac{rC_{\mathrm{nc}2} + RC_{\mathrm{nc}4}}{(r+R)C_{\mathrm{np}3}} + 3\frac{\left(rC_{\mathrm{np}1} + RC_{\mathrm{np}5}\right)(C_{\mathrm{nc}2} + C_{\mathrm{nc}4})}{(r+R)C_{\mathrm{np}1}C_{\mathrm{np}5}} + \frac{\left(rC_{\mathrm{np}1} + RC_{\mathrm{np}5}\right)C_{\mathrm{nc}2}C_{\mathrm{nc}4}}{(r+R)C_{\mathrm{np}3}C_{\mathrm{np}5}}\right] \left[(\omega_{\mathrm{H}}^{6} - \omega_{\mathrm{H}}^{4}\right) - 1\right]^{2} + \\ &+ \left(\frac{\omega_{0} rR}{r+R}\right)^{2} \left\{ \left[C_{\mathrm{nc}2} + C_{\mathrm{nc}4} + \frac{C_{\mathrm{np}1}C_{\mathrm{np}3} + (C_{\mathrm{np}1} + C_{\mathrm{np}3})C_{\mathrm{np}5}}{\omega_{0}^{2}rC_{\mathrm{np}1}RC_{\mathrm{np}3}C_{\mathrm{np}5}}\right] \left[(\omega_{\mathrm{H}}^{9} + \omega_{\mathrm{H}}\right) - \\ &- 4\left[C_{\mathrm{nc}2} + C_{\mathrm{nc}4} + \frac{C_{\mathrm{nc}2}C_{\mathrm{nc}4}}{4C_{\mathrm{np}3}} + \frac{(4C_{\mathrm{np}1} + C_{\mathrm{nc}2})C_{\mathrm{np}5} + C_{\mathrm{np}1}C_{\mathrm{nc}4} + (4C_{\mathrm{np}1} + C_{\mathrm{nc}2} + C_{\mathrm{nc}4} + 4C_{\mathrm{np}5})C_{\mathrm{np}3}}{4\omega_{0}^{2}rC_{\mathrm{np}1}RC_{\mathrm{np}3}C_{\mathrm{np}5}}\right] \left[(\omega_{\mathrm{H}}^{7} + \omega_{\mathrm{H}^{3}}) + \\ &+ 6\left[C_{\mathrm{nc}2} + C_{\mathrm{nc}4} + \frac{C_{\mathrm{nc}2}C_{\mathrm{nc}4}}{3C_{\mathrm{np}3}} + \frac{3C_{\mathrm{np}3} + C_{\mathrm{nc}4} + 3C_{\mathrm{np}5}}{3\omega_{0}^{2}rC_{\mathrm{np}3}RC_{\mathrm{np}5}}} + \frac{C_{\mathrm{nc}2}(2C_{\mathrm{np}3} + C_{\mathrm{nc}4} + 2C_{\mathrm{np}5}) + 2C_{\mathrm{np}3}(C_{\mathrm{nc}4} + 3C_{\mathrm{np}5})}{6\omega_{0}^{2}rC_{\mathrm{np}1}RC_{\mathrm{np}3}C_{\mathrm{np}5}}}\right] \omega_{\mathrm{H}}^{3}\right]^{2} \right] \right\}^{2}$$





Дальнейший расчет ПЗФ с неравноволновой АЧХ принципиально не отличается от расчета ППФ при соответствующей замене аналитических выражений и также позволяет свести к нулю число нестандартизованных элементов синтезированного фильтра.

Заключение. Представленные методики расчета полосных фильтров и приведенный пример наглядно демонстрируют возможности метода синтеза фильтров, основанного на решении систем нелинейных уравнений. В отличие от методов аппроксимации идеальной характеристики фильтра в частотной области с помощью специальных функций [14], [15] и табличного проектирования фильтров [16] рассмотренный метод позволяет рассчитать фильтр высокого порядка для любых исходных требований, не прибегая к справочным данным.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Попов П. А. Расчет частотных электрических фильтров. М.–Л.: Энергия, 1966. 216 с.

2. Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г., Справочник по активным фильтрам. М.: Энергоатомиздат, 1983. 128 с.

3. Paarmann L. D. Design and analysis of analog filters: A signal processing perspective. Dordrecht: Springer, 2014. 456 p.

4. Budak A. Passive and active network analysis and synthesis. Atlanta, London: Houghton Mifflin company, 1974. 733 p.

5. Матханов П. Н. Основы синтеза линейных электрических цепей. М.: Высш. шк., 1978. 208 с.

6. Кауфман М., Сидман А. Г. Практическое руководство по расчетам схем в электронике: справ.: в 2 т. Т. 2 / пер. с англ.; под ред. Ф. Н. Покровского. М.: Энергоатомиздат, 1993. 288 с.

7. Winder S. Analog and digital filter design. 2nd ed. New York: Elsevier Science, 2002. 450 p. 8. Червинский Е. Н. Устойчивость частотных характеристик к изменениям параметров электрического фильтра // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 3. С. 24–38.

9. ГОСТ 28884–90 (МЭК 63-63). Межгосударственный стандарт. Ряды предпочтительных значений для резисторов и конденсаторов. М.: Стандартинформ, 2006. 13 с.

10. Червинский Е. Н. Расчет передаточных функций фильтров с равноволновыми на отрезке и бесконечном полуинтервале амплитудно-частотными характеристиками // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. № 4. С. 13–28.

11. Знаменский А. Е., Попов Е. С. Перестраиваемые электрические фильтры. М.: Связь, 1979. 128 с.

12. Унру Н. Э., Григорьев Е. В. Перестраиваемые квазиоптимальные режекторные фильтры третьего

порядка на сосредоточенных элементах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2007. № 6. С. 37–45.

13. Баскакова А. Э., Тургалиев В. М., Холодняк Д. В. Перестраиваемый полосно-пропускающий фильтр на элементах с сосредоточенными параметрами с независимым непрерывным управлением центральной частотой и шириной полосы пропускания // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2016. № 3. С. 25–32.

14. Роудз Дж. Д. Теория электрических фильтров / пер. с англ.; под ред. А. М. Трахтмана. М.: Сов. радио, 1980. 240 с.

15. Хьюлсман Л. П., Аллен Ф. Е. Введение в теорию и расчет активных фильтров / пер. с англ.; под ред. А. Е. Знаменского. М.: Радио и связь, 1984. 384 с.

16. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров / пер. с нем.; под ред. Н. Н. Слепова. М.: Радио и связь, 1983. 752 с.

Червинский Евгений Наумович – доктор технических наук (2008), старший научный сотрудник (1985), начальник НТО ЗАО "СИМЕТА" (Санкт-Петербург). Автор 87 научных работ. Сфера научных интересов – системы точного времени.

E-mail: enchervinsky@simeta.ru

REFERENSES

1. Popov P. A. *Raschet chastotnykh elektricheskikh fil'trov* [Calculation of Frequency Electric Filters]. Moscow, Leningrad, *Energiya*, 1966, 216 p. (In Russ.)

2. Jonson D., Jonson J., Moore H. A handbook of active filters. New Jersey, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1980, 128 p.

3. Paarmann L. D. Design and analysis of analog filters: A signal processing perspective. Dordrecht: Springer, 2014, 456 p.

4. Budak A. Passive and active network analysis and synthesis. Atlanta, London: Houghton Mifflin company, 1974, 733 p.

5. Matkhanov P. N. *Osnovy sinteza lineinykh elektricheskikh tsepei* [Basics of Linear Electrical Circuit Synthesis]. Moscow, *Vysshaya shkola*, 1978, 208 p. (In Russ.)

6. Kaufman M., Seidman A. Handbook of electronics calculation for engineers and technicians, in 2 vols. Vol. 2, McGraw-Hill, New York, 1988, 288 p.

7. Winder S. Analog and digital filter design. 2nd ed. New York: Elsevier Science, 2002, 450 p.

8. Chervinskiy E. N. Frequency Responses Resistance to Variations of Electric Filter Parameters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2017, no. 3, pp. 24–38. (in Russ.)

9. GOST Standard 28884-90 (IEC 63-63). Preferred Number Series for Resistors and Capacitors. Moscow, Standardinform, 2006, 13 p. (in Russ.) 10. Chervinskiy E. N. Computation of Transfer Functions of Filters with Equiwave at the Section and Infinite Half-interval Amplitude-Frequency Responses. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2014, no. 4, pp. 13–28. (in Russ.)

11. Znamenskii A. E., Popov E. S. Perestraivaemye elektricheskie fil'try [Tunable Electrical Filters]. Moscow, *Svyaz*', 1979, 128 p. (In Russ.)

12. Ounrou N. E., Grigoriev E. V. Tuned quasipolinomial bandstop filters of the third order on the lumped elements. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2007, no. 6, pp. 37–45. (in Russ.)

13. Baskakova A. E., Turgaliev V. M., Kholodnyak D. V. A Tunable Lumped-Element Bandpass Filter with Independent Continuous Tuning of Center Frequency and Bandwidth. Journal of the Russian Universities. Radioe-lectronics. 2016, no. 3, pp. 25–32. (in Russ.)

14. Rhodes J. D. Theory of electrical filters, Willey, London, 1977, 224 p.

15. Huelsman Lawrence P., Allen Phillip E. Introduction to the theory and design of active filters, McGraw-Hill. 1980, 384 p.

16. Saal R. Handbuch zum Filterenwuef, AEG – Telefunken, Berlin, 1979.

Evgeniy N. Chervinskiy – Dr. of Sci. (Engineering) (2008), Senior Researcher (1985 the Head of Department of closed JSC "SIMETA" (Saint Petersburg). The author of 87 scientific publications. Area of expertise: precision time systems. E-mail: enchervinsky@simeta.ru



ТЕЛЕВИДЕНИЕ И ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ TELEVISION AND IMAGE PROCESSING.

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-3-24-35 УДК 004.931; 004.932

> В. Ю. Волков¹, О. А. Маркелов²[№], М. И. Богачев² ¹Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения ул. Большая Морская, д. 67, Санкт-Петербург, 190000, Россия ²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия СЕГМЕНТАЦИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ И СЕЛЕКЦИЯ ОБЪЕКТОВ

НА ОСНОВЕ МНОГОПОРОГОВОЙ ОБРАБОТКИ

Аннотация.

Введение. Задачи обнаружения, выделения, селекции и локализации объектов различной формы на изображениях возникают в различных областях исследований. Ярким примером этого могут служить системы дистанционного радиовидения, использующие телевизионные и инфракрасные камеры, обзорные радиолокаторы с синтезированной апертурой, лазерные и акустические локаторы. При этом круг решаемых задач включает идентификацию объектов, слежение за ними, сопоставление и совмещение изображений от разнородных датчиков, индексацию и восстановление изображений.

Цель работы. Разработка методики сегментации изображений и селекции объектов на них на основе многопороговой обработки.

Материалы и методы. Методы сегментации классифицируют в соответствии с ключевыми элементами на изображении (пикселами, границами, областями и др.): методы пороговой оценки и кластеризации на уровне пикселов, методы обнаружения границ объектов, выделение областей и другие классификаторы, использующие непараметрические методы, машинное обучение, нейронные сети, нечеткие множества и т. д. Особенность предложенного подхода заключается в том, что выбор оптимального порога для селекции каждого объекта осуществляется с использованием апостериорной информации о результатах такой селекции.

Результаты. Результаты работы предложенного метода селекции объектов по площади сравниваются с результатами, полученными с применением известного метода бинарного интегрирования. Сравнение проводилось как на модельных объектах заранее известной формы в условиях добавления синтезированного шума, так и на реальных изображениях, полученных при дистанционном зондировании поверхности Земли.

Заключение. В статье обсуждаются достоинства и недостатки предложенного подхода для селекции объектов на изображениях, а также приводятся рекомендации по его применению.

Ключевые слова: многопороговая обработка, сегментация изображений, селекция объектов, метод бинарного интегрирования, вероятностные модели

Для цитирования: Волков В. Ю., Маркелов О. А., Богачев М. И. Сегментация изображений и селекция объектов на основе многопороговой обработки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 24–35. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-24-35

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке Российского Научного Фонда (исследовательский проект № 16-19-00172-П).

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 29.04.2019; принята к публикации 20.05.2019; опубликована онлайн 27.06.2019

© Волков В. Ю., Маркелов О. А., Богачев М. И., 2019

Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License



Vladimir Yu. Volkov¹, Oleg A. Markelov²[™], Mikhail I. Bogachev² ¹Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation 67, Bolshaya Morskaya Str., 190000, St. Petersburg, Russia

> ²Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" 5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

IMAGE SEGMENTATION AND OBJECT SELECTION BASED ON MULTI-THRESHOLD PROCESSING

Abstract

Introduction. Detection, isolation, selection and localization of variously shaped objects in images are essential in a variety of applications. Computer vision systems utilizing television and infrared cameras, synthetic aperture surveillance radars as well as laser and acoustic remote sensing systems are prominent examples. Such problems as object identification, tracking and matching as well as combining information from images available from different sources are essential. *Objective.* Design of image segmentation and object selection methods based on multi-threshold processing.

Materials and methods. The segmentation methods are classified according to the objects they deal with, including (i) pixel-level threshold estimation and clustering methods, (ii) boundary detection methods, (iii) regional level, and (iv) other classifiers, including many non-parametric methods, such as machine learning, neural networks, fuzzy sets, etc. The keynote feature of the proposed approach is that the choice of the optimal threshold for the image segmentation among a variety of test methods is carried out using a posteriori information about the selection results.

Results. The results of the proposed approach is compared against the results obtained using the well-known binary integration method. The comparison is carried out both using simulated objects with known shapes with additive synthesized noise as well as using observational remote sensing imagery.

Conclusion. The article discusses the advantages and disadvantages of the proposed approach for the selection of objects in images, and provides recommendations for their use.

Key words: multi-threshold processing, image segmentation, object selection, binary integration method, statistical modelling

For citation: Volkov V. Yu., Markelov O. A., Bogachev M. I. Image Segmentation and Object Selection Based on Multi-Threshold Processing. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 24–35. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-24-35

Acknowledgements. This work was supported by the Russian Science Foundation (research project № 16-19-00172- П).

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 29.04.2019; accepted 20.05.2019; published online 27.06.2019

Введение. Задачи обнаружения, выделения, селекции и локализации объектов различной формы на изображениях возникают в различных областях исследований. Ярким примером могут служить системы дистанционного радиовидения, использующие телевизионные камеры видимого диапазона, инфракрасные камеры, обзорные радиолокаторы с синтезированной апертурой (SAR), лазерные и акустические локаторы. При этом круг решаемых задач включает идентификацию объектов, слежение за ними, сопоставление и совмещение изображений от разнородных датчиков, индексацию и восстановление изображений [1].

Современные условия ведения хозяйственной деятельности стимулируют исследования по классификации местности и акватории с применением систем дистанционного наблюдения. Основной целью обработки данных мониторинга служит извлечение информации из изображений и превращение содержимого сцены в знания. Снимки, получаемые в системах дистанционного наблюдения, должны автоматически преобразовываться в структурированную информацию, которая может использоваться в сочетании с другими данными, часто – в рамках широко используемых географических информационных систем (ГИС) [2], [3].

Объектам интереса, как правило, присуща бо́льшая компактность и более регулярная структура, чем фоновым. Разнообразие и изменчивость форм и текстур объектов, а также интенсивный нестационарный фон определяют сложность обработки. Для областей объектов интереса обычно характерны небольшие отношения сигнал/фон. Кроме того, зарегистрированное цифровое изображение может иметь низкое качество, малое число уровней квантования, изменчивый характер и нечеткие границы структур объектов, например естественных и искусственных структур (рек, дорог, мостов, зданий). В таких системах случайный фон сильно отличается от гауссовского, плотности вероятности достаточно асимметричны, а их асимптотичекий вид характеризуется логнормальными или "загрязненными" нормальными (contaminated-normal) закономерностями. При ограниченной выборке однозначная идентификация таких плотностей затруднена.

Фон также может содержать элементы, структурно похожие на сигналы. Такой характер фона практически исключает применение известных методов адаптивной пороговой обработки ввиду отсутствия однородных областей, пригодных для получения оценок. Неправильное формирование порогов может привести к потере полезных объектов на самой ранней стадии. Другой проблемой становится низкое качество формируемых изображений, наличие пятен, размытые границы; кроме того, изображения SAR страдают от серьезного внутреннего спекл-шума [4].

В современных системах дистанционного наблюдения часто интегрируются данные от различных источников в рамках специализированных ГИС, что обусловливает актуальность раннего перехода от исходного растрового к структурированному (объектному или признаковому) представлению изображений.

В традиционных схемах сегментации используются признаки, выделяемые из исходного изображения, которые только косвенно учитывают свойства объектов интереса. В частности, широко используются свойства гистограммы исходного изображения, а также свойства границ. С другой стороны, результаты последующей селекции объектов практически не используются для сегментации [5]–[13]. Следует также отметить, что в классическом определении сегментация изображения предусматривает отнесение каждого пикселя к единственной области. Однако при селекции объектов возможно их наложение, и тогда некоторые пиксели могут принадлежать нескольким объектам одновременно.

При сегментации изображения на отдельные объекты наиболее часто используемыми признаками являются однородность некоторого параметра, например интенсивности в целом или в одном из цветовых каналов. Региональные методы часто основаны на предположении, что соседние пикселы в пределах одного изолированного региона имеют близкие значения классифицирующего параметра, например интенсивности [5].

Существует большое разнообразие методов сегментации объектов для различных приложений анализа изображений не только в системах дистанционного наблюдения, но и в других системах анализа данных, например при микроскопической и биомедицинской визуализации [14], [15].

Подробный обзор современных методов сегментации изображений приведен в [5], где выделены четыре категории, каждая из которых основана на своем ключевом элементе: 1) пикселях; 2) границах; 3) областях; 4) другом. К первой категории относятся методы пороговой обработки и кластеризации, ко второй – детекторы границ. Третья категория включает в себя метод водораздела, разделение и слияние, наборы уровней и активные контуры. Оставшаяся четвертая категория касается использования вейвлетов, нейронных сетей и нечетких множеств.

Разнообразие доступных методов создает проблему выбора наилучшего алгоритма для решения задачи в условиях априорной неопределенности. Оно также усложняет воспроизводимость результатов, учитывая количество свободных входных параметров, которые устанавливаются пользователем и часто выбираются субъективно.

Каждый метод имеет свои возможности учета априорной информации об объектах интереса. Методы, основанные на свойствах областей, например эволюция фрактальной сети (Fractal Net Evolution Approach – FNEA), и методы, основанные на теории графов (Graph methods), доминируют при создании компактных областей поддержки объектов используемых масштабов. Методы с использованием графов представлены четырьмя базовыми алгоритмами: наилучшего слияния (Best Merge – BM), минимального связующего дерева (Minimum Spanning Tree – MST), минимального среднего разреза (Minimum Mean Cut – MMC) и нормализованного разреза (Normalized Cut – NC) [5].

Существует два подхода к формированию областей объектов. Один из них (bottom-up approach) основан на слиянии более мелких объектов в более крупные, для чего используется, в частности, свойство однородности (BM и MST). Другой метод (top-down approach), напротив, рассматривает исходное изображение как первоначальный единый сегмент с последующей его фрагментацией на отдельные части (MMC, NC).

Указанные подходы конструктивны для сегментации изображений, полученных системами дистанционного зондирования (лазерными локаторами, SAR, мульти- и гиперспектральными, панхроматическими и т. д.). Однако им присущи и существенные ограничения. В первую очередь, это сложность вычислительных процедур, связанная с решением задач оптимизации, и требование высокого быстродействия вычислителей, поскольку часто число конструируемых объектов оказывается большим. Кроме того, получаемые с помощью указанных методов результаты существенно зависят от выбора начальных точек в последовательности итераций, что часто приводит к зависимости решения от изменения начальных условий.

Влияние указанных факторов можно снизить, если в большей мере учитывать специфику селектируемых объектов, вводить обучение, а также комбинирование разных методов для преодоления недостатков каждого из них [8]–[10]. В конечном счете, все рассматриваемые методы сводятся к организации пикселов изображения в некоторые многомасштабные иерархические структуры, которые позволяют селектировать объекты с использованием разных критериев. Задача состоит в том, чтобы сделать такую структуру более прозрачной и упростить ее применение.

Таким образом, в традиционных схемах сегментации используются признаки, выделяемые из исходного изображения, и лишь косвенно учитываются свойства объектов интереса. В частности, широко используются свойства изображения, зависящие от способа их формирования: гистограммы исходного изображения, свойства границ областей сегментации (перепадов интенсивности) и контуров отдельных объектов. С другой стороны, при сегментации практически не учитываются результаты последующей селекции объектов.

Многопороговая обработка. В настоящей статье рассмотрены методы сегментации с применением многопороговой обработки. Такая обработка преобразует исходное монохромное изображение в набор бинарных сечений (срезов). В случае достаточно большого числа порогов можно считать, что потери информации при такой трансформации отсутствуют. В то же время бинарные изображения обрабатываются легче и быстрее, чем многоуровневые. При объединении полученных бинарных срезов учитываются особенности изменений области, занятой каждым объектом, при возрастании порогового уровня. В результате формируется трехмерная иерархическая структура, в которой каждый объект занимает некоторый объем. В некоторых случаях отдельный пиксел на изображении может принадлежать нескольким объектам. Дальнейшая селекция проводится с использованием различных геометрических критериев. Результаты селекции объектов при каждом значении порога могут использоваться для адаптации пороговых уровней и для результирующей сегментации изображения.

Различные варианты применения многопороговой обработки в целях сегментации изображений рассмотрены в многочисленных работах (см., например, [1], [9]–[13]). Многопороговая сегментация базируется в основном на свойствах гистограммы интенсивности исходного изображения. В большинстве случаев последним шагом становится выбор единственного (глобального) оптимального порогового значения, тогда как для каждого объекта часто требуется установить свой (локальный) порог. Свойства объектов интереса и результаты их селекции при этом никак не учитываются.

Для реализации селекции необходимо описание ожидаемых свойств объектов. Основными предположениями являются связность пикселов в области объекта интереса и изолированность одного объекта от другого. Как правило, существует острая нехватка информации об объектах, за исключением типичного размера и некоторых предположений относительно площади, периметра, формы и ориентации.

Альтернативная идея заключается в выборе и установке оптимального порогового значения по критерию максимума гистограммы числа объектов и/или суммарной площади, занятой объектами, попадающими в заданный диапазон площадей, по результатам предварительной селекции объектов для множества тестовых пороговых значений. Этот подход предложен в работах [14], [15] для селекции мелкомасштабных объектов. Он эффективен при наличии на анализируемых изображениях множества однотипных объектов, когда выбор наилучшего порога опирается на достаточную статистику. Напротив, в условиях малых выборок предпочтительным оказывается анализ гистограммы суммарных площадей.

Развитие этой идеи связано с учетом формы селектируемых объектов. В том случае, когда описанная методика не позволяет однозначно выбрать наилучший порог, простейшим вариантом служит выбор одного из близких по значению локальных экстремумов гистограммы. При этом в качестве дополнительного критерия выступает дополнительный геометрический параметр объекта, например отношение квадрата периметра к его площади или отношение квадрата главной оси описывающего эллипса к площади объекта. Предлагаемый метод нашел применение, в частности, для селекции определенных типов клеток на микроскопических изображениях биологических срезов [16], [17].

Дальнейшее развитие описанного подхода изложено в настоящей статье и включает в себя оценивание геометрических параметров объектов на всех бинарных изображениях после многопороговой обработки и селекции их по заданному геометрическому признаку. В дальнейшем выбор оптимального порогового значения осуществляется в соответствии с экстремумом оцениваемого параметра.

Далее рассмотрен метод селекции объектов по площади. Примененный метод подробно проанализирован на тестовых изображениях и на изображениях, регистрируемых дистанционными системами наблюдения.

Селекция объектов по площади. При применении такой селекции считается, что основное свойство, отличающее объект интереса от шумового фона, — это связность смежных пикселов на бинарном изображении I_T . Рассмотрим сначала пороговую обработку с помощью глобального порога.

Структура алгоритма селекции объектов по площади приведена на рис. 1. Фильтр *F* осуществляет предварительное сглаживание входного изображения в целях устранения импульсных помех. Квантователи формируют *M* бинарных слоев, полученных с использованием порогов T_m , $m = \overline{1, M}$, анализируемые группой из *k* каналов. Каждый канал настроен на свой диапазон площадей изолированных объектов S_k , $k = \overline{1, K}$ и включает преселектор таких объектов и счетчик, подсчитывающий число выделенных объектов и входящих в них пикселов. В результате адаптации для каждого канала выбирается свое пороговое значение T_{m_k} , т. е. свой бинарный срез, на котором объекты, имеющие площадь в заданном диапазоне, селектируются наилучшим образом. Среди полученных канальных результатов выбирается результат, содержащий максимальное число пикселов, отнесенных к объектам. Номер канала и значение порога передаются в выходной селектор, передающий соответствующее этим параметрам изображение на выход.

На рис. 2 представлена модель тестового монохромного зашумленного изображения с размерами 256×256 пикс. Изображение содержит прямоугольные объекты с размерами 20×8 , 20×16 , 20×32 и 20×64 пикс., площадь наименьшего объекта равна 160 пикс.

Для характеристики отличия объектов от фона введем понятие отношения сигнал/шум по контрасту. Контраст определяется как разность средней яркости пикселов, принадлежащих объектам и фону: $K = \overline{B}_{0\overline{0}} - \overline{B}_{\overline{0}}$. Тогда отношение сигнал/шум по контрасту имеет вид $d = K/\sigma$, где σ – среднеквадратическое отклонение шума. Объекты на тестовом изображении рис. 2 в каждом сигнальном пикселе имеют малое отношение сигнал/шум d = 1.163, соответствующее $\overline{B}_{\overline{0}} = 110$, $\overline{B}_{0\overline{0}} = 145$, $\sigma = 30$.

На рис. 3 показаны результаты однопороговой селекции связных объектов с учетом удаления мелких объектов при трех значениях пороговых уровней: высоком T = 130 (*a*), среднем T = 123 (в) и низком T = 109 (г). Псевдоцветом обозначено значение площади селектируемого Псевдоцветами объекта. (полутонами) на рис. 3, а, в, г показана площадь объектов (количество отнесенных к ним пикселов).



Puc. 1. Алгоритм селекции объектов по площади *Fig. 1.* Algorithm of selection of objects by area



Рис. 2. Тестовое монохромное зашумленное изображение *Fig.* 2. Test monochrome noisy image

При снижении порога (рис. 3, e) наблюдается присоединение фоновых пикселов, прилежащих к границам, к объектам. Формирующиеся отростки разрастаются, а затем соседние объекты сливаются, образуя конгломераты. В таком случае число полезных объектов может уменьшиться. Наряду с этим в фоновой области возможно появление ложных объектов, площадь которых оказывается сравнимой с площадью полезных объектов. Зависимость числа выделенных объектов от значения порога приведена на рис. 3, b.

На рис. З заметны два вида искажения формы объектов: потеря пикселов в области объекта и добавление лишних пикселов по его границам. При высоких значениях порога, необходимых для малого числа ложных объектов, проявляется в основном потеря пикселов полезными объектами.





При малых отношениях сигнал/шум полезные объекты претерпевают существенные деформации границ, которые приобретают фрактальный вид. Это приводит к достаточно заметному увеличению периметра таких связных фрагментов.

Оптимальный порог должен обеспечить приемлемое сохранение формы полезных объектов, известной априори. В частности, можно потребовать примерного равенства числа пикселов, потерянных внутри объекта, и числа пикселов, присоединенных на его границе. В этом случае оптимальный порог не соответствует максимуму отселектированных объектов заданной площади, а несколько смещен в сторону более высоких значений. Так, на рис. З условие примерного равенства потерянных и присоединенных пикселов выполнялось при T = 130 (рис. 3, *a*), в то время как максимальное число объектов достигалось при значении T = 109 (рис. 2, *г*).

Если рассмотреть наименее благоприятный случай, когда значения интенсивностей в пикселах изображения взаимно независимы, то в предположении однородности фона в пределах объекта интереса можно рассчитать эффективность обнаружения данного объекта на заданной площади S, включающей n пикселов. Если порог бинаризации достаточно высок, то можно пренебречь малым числом фоновых пикселов, присоединяемых к объекту на его границах. Тогда объект интереса обнаруживается на фоне в присутствии шума фиксацией k превышений порога из n возможных в области S и сравнения статистики k с порогом счета m (метод бинарного интегрирования) [17].

Метод бинарного интегрирования состоит в суммировании числа превышений порога в пределах скользящего окна заданных размеров. При каждом положении скользящего окна статистика k распределена по биномиальному закону. Вероятность достижения или превышения порога k_T статистикой k дается известной формулой

$$P(k \ge k_T) = \sum_{k=m}^{n} C_n^k p^k (1-p)^{n-k}, \qquad (1)$$

где C_n^k – биномиальные коэффициенты; p – вероятность превышения порога в каждом пикселе. В области шума $p = p_0$, в области объекта $p = p_1$, причем полагается, что $p_1 > p_0$. При достаточно больших n биномиальное распределение можно аппроксимировать гауссовским и ввести дефлекцию решающей статистики

$$dk = \sqrt{n} (p_1 - p_0) / \sqrt{p_0 (1 - p_0)}$$

как отношение смещения математического ожидания яркости в пределах объекта к среднеквадратическому значению шума. При бинарном интегрировании статистика *k* имеет математическое ожидание m = np и дисперсию $\sigma^2 = np(1-p)$. Таким образом, в области объекта меняется как математическое ожидание, так и дисперсия решающей статистики.

При селекции объектов по площади возможно существенно снизить вероятность p_0 и соответственно уменьшить порог бинаризации для достижения прежней вероятности ложной тревоги. При этом значения p_1 в области объекта селекции возрастают, в результате чего повышается эффективность обработки. Однако при этом статистика k уже не подчиняется биномиальному распределению, поскольку селектируются лишь связные объекты, а их число существенно меньше, чем число сочетаний из n по k.

По аналогии со случаем бинарного интегрирования вероятность достижения или превышения порога k_T статистикой k можно записать в виде

$$P(k \ge k_T) = \sum_{k=k_T}^{n} B_n^k p^k (1-p)^{n-k}$$

где B_n^k – коэффициенты, значения которых определяют число связных объектов, состоящих из k пикселов на площади в n пикселов. К настоящему времени значения этих коэффициентов определены только для одномерной модели и малой площади объектов $n \le 9$ [18].

Сравнительный анализ методов. Трудности расчетов вероятностей по формуле (1) препятствуют определению точного значения порога счета k_T . Однако сделать это можно с помощью адаптации. Для адаптивной установки порога применяется селекция объектов по площади с учетом ограничений на искажения формы объектов. Для контроля за формой объектов и их границ могут быть использованы различные формализованные признаки, среди которых следует отметить меру компактности области [1] $P_S = P^2/(4\pi S)$, где P – периметр объекта, S – его площадь.

Результаты моделирования представлены на рис. 4. Тестовое изображение (рис. 4, а) содержит 49 квадратных объектов размером 16×16 пикс. на фоне гауссовского шума. На рис. 4, б показана зависимость числа селектируемых объектов от значения порога. Результаты селекции по площади представлены на рис. 4, e ($S_{\min} = 120$ пикс.), а результаты обнаружения объектов методом бинарного интегрирования – на рис. 4, г. Отношение сигнал/шум по контрасту в каждом пикселе равно d = 1.163. При селекции объектов по площади приемлемое искажение границ объектов достигается при значениях порога, превышающих T = 135. При меньших значениях порога форма объектов существенно искажается фрактальным шумом, который разрушает границы. Как видно из рис. 4, г, оптимальный с точки зрения помехоустойчивости метод бинарного интегрирования весьма существенно искажает форму объектов, тогда как при использовании предлагаемого подхода наблюдается удовлетворительное воспроизведение формы исходных объектов.

На рис. 5 представлены результаты селекции объектов по площади на кадре телевизионного аэроизображения (*a*), зависимость числа связных объектов от значения порога (*б*) и результаты селекции объектов по площади при нескольких значениях порога: T = 94 (рис. 4, *e*), 128 (рис. 4, *г*), 145 (рис. 4, *д*) и 154 (рис. 4, *e*). Количество выделенных объектов составляет $N_{\rm obj} = 40$, 33, 31 и 28 соответственно. Псевдоцветами (полутонами) отображена площадь объектов в пикселах. Рис. 5, *в* соответствует максимальному числу выделяемых связных объектов.



Puc. 4. Результаты моделирования выделения объектов *Fig. 4.* The results of modeling the selection of objects



.....

Fig. 5. Selection of objects by area on the frame of the television aerial image

С увеличением порога удается повысить разрешение объектов (см. рис. 5, *г*), но при этом менее интенсивные объекты исчезают. Если объекты изолированы, то после селекции каждый из них локализуется, т. е. определяются координаты его центра, а также другие параметры формы и текстуры.

Недостатком селекции по площади является необходимость задания параметра площади в абсолютных значениях (в пикселах), что затруднительно при изменении масштаба изображения. Этот метод плохо работает в случае неоднородного фона, который может давать ложные объекты, сравнимые по площади с объектами интереса (см. рис. 5, *в* и *г*).

Заключение. Предложен подход, основанный на предварительной многопороговой обработке

изображения и селекции изолированных объектов в бинарных слоях с последующим выбором оптимального порога, осуществляемого по результатам селекции. Таким образом, за счет использования результатов селекции для установки порога удается улучшить характеристики как сегментации изображения в целом, так и селекции объектов по ряду критериев, в частности сохранения формы селектируемых объектов, за счет использования апостериорной информации. Платой за это служит большая вычислительная сложность процедуры многопороговой обработки, что отчасти может быть компенсировано простотой алгоритма и возможностью его параллельной реализации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера. 2005. 1104 с.

2. Blaschke T. Object based image analyses for remote sensing // ISPRS J. of Photogrammetry and Remote Sensing. 2010. Vol. 65, iss. 1. P. 2–16. doi: 10.1016/j.isprsjprs.2009.06.004

3. Towards a (GE)OBIA 2.0 Manifesto-achievements and open challenges in information & knowledge extraction from big earth data / S. Lang, A. Baraldi, D. Tiede, G. Hay, T. Blaschke // GEOBIA'2018, Montpellier, 18–22 June, 2018. Basel: MDPI AG. P.

4. Gao G. Statistical modeling of SAR images: A survey // Sensors. 2010. Vol. 10, № 1. P. 775–795. doi: 10.3390 /s100100775

5. Zhou W. Troy A. An object-oriented approach for analyzing and characterizing urban landscape at the parcel level // Int. J. of Remote Sensing. 2008. Vol. 29, № 11. P. 3119–3135. doi: 10.1080/01431160701469065

6. An efficient parallel multi-scale segmentation method for remote sensing imagery / H. Gu, Y. Han, Y. Yang, H. Li, Z. Liu, U. Soergel, T. Blaschke, S. Cui // Remote Sensing. 2018. Vol. 10, № 4. P. 590(1–18). doi: 10.3390/rs10040590

7. Fast and accurate online video object segmentation via tracking parts / J. Cheng, Y. Tsai, W. Hung, S. Wang, M. Yang // Proc. of the 2018 IEEE Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition. 18–23 June 2018, Salt Lake City. Piscataway: IEEE, 2018. P. 7415–7424. doi: 10.1109/CVPR. 2018.00774

8. Wang M. A. Multiresolution remotely sensed image segmentation method combining rainfalling watershed algorithm and fast region merging // Int. Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences. 2008. Vol. XXXVII. Pt. B4. P. 1213–1217.

9. Multilevel thresholding for image segmentation through a fast statistical recursive algorithm // S. Arora, J. Acharya, A. Verma, P. K. Panigrahi // Pattern Recognition Letters. 2008. Vol. 29, iss. 2. P. 119–125. doi: 10.1016/j.patrec. 2007.09.005

10. Multi-threshold image Segmentation based on Kmeans and firefly algorithm // J. Yang, Y. Yang, W. Yu, J. Feng, J. Yang // Proc. of 3rd Int. Conf. on Multimedia Technology (ICMT-13). Paris: Atlantis Press, 2013. P. 134– 142. doi: 10.2991/icmt-13.2013.17

11. Multi level fuzzy threshold image segmentation method for industrial applications / P. Priyanka, K. Vasudevarao, Y. Sunitha, B. A. Sridhar // IOSR J. of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE), 2017, Vol. 12, iss. 2, Ver. III. P. 06–17. doi: 10.9790/2834-1202030617

12. Banimelhem O., Yahya A. Y. Multi-thresholding image segmentation using genetic algorithm // Proc. IPCV, 16– 19 July 2012, Las-Vegas, Las-Vegas: CSREA, 2012. URL: http://worldcomp-proceedings.com/proc/p2011 /IPC8346.pdf (дата обращения 11.06.2019)

13. Multithreshold segmentation by using an algorithm based on the behavior of locust swarms. Hindawi Publishing Corporation / E. Cuevas, A. González, F. Fausto, D. Zaldívar, M. Pérez-Cisneros // Mathematical Problems in Engineering. Vol. 2015. Art. ID 805357 (1–25). doi: 10.1155/2015/805357

14. Volkov V. Extraction of extended small-scale objects in digital images // The ISPRS Archives. 2015. Vol. XL-5/W6. P. 87–93. doi: 10.5194/isprsarchives-XL-5-W6-87-2015

15. Selection and quantification of objects in microscopic images: from multi-criteria to multi-threshold analysis / M. Bogachev, V. Volkov, G. Kolaev, L. Chernova, I. Vishnyakov, A. Kayumov // Bionanoscience. 2019. Vol. 9, iss. 1. P. 59–65. doi: 10.1007/s12668-018-0588-2 (дата обращения 11.06.2019)

16. Клюев Н. Ф. Обнаружение импульсных сигналов с помощью накопителей дискретного действия. М.: Сов. радио. 1963. 111 с.

17. Волков В. Ю. Адаптивное выделение мелких объектов на цифровых изображениях // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 17–28.

Волков Владимир Юрьевич – доктор технических наук (1993), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 200 научных работ. Сфера научных интересов – обработка изображений в системах технического зрения; решение задач приема в условиях априорной неопределенности.

E-mail: vladimi-volkov@yandex.ru

Маркелов Олег Александрович – кандидат технических наук (2014), доцент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – статистический анализ временных рядов. https://orcid.org/0000-0002-6099-8867

E-mail: OAMarkelov@etu.ru

Богачев Михаил Игоревич – кандидат технических наук (2006), доцент (2011), ведущий научный сотрудник кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 150 научных работ. Сфера научных интересов – теория сложных систем, статистический анализ данных.

https://orcid.org/0000-0002-0356-5651

E-mail: rogex@yandex.ru

REFERENSES

1. Gonsales R., Vuds R. *Tsifrovaya obrabotka izobrazhenii* [Digital image processing]. Moscow, *Tekhnosfera*, 2005, 1104 p. (In Russ.)

2. Blaschke T. Object Based Image Analyses for Remote Sensing. ISPRS J. of Photogrammetry and Remote Sensing. 2010, vol. 65, iss. 1, pp. 2–16. doi: 10.1016/j.isprsjprs.2009.06.004

3. Lang S., Baraldi A., Tiede D., Hay G., Blaschke T. Towards a (GE)OBIA 2.0 Manifesto-Achievements and Open Challenges in Information & Knowledge Extraction from Big Earth Data. GEOBIA'2018, Montpellier, 18–22 June, 2018. Basel: MDPI AG. P.

4. Gao G. Statistical Modeling of SAR Images: A Survey. Sensors. 2010, vol. 10, no 1, pp. 775–795. doi: 10.3390 /s100100775

5. Zhou W., Troy A. An Object-Oriented Approach for Analyzing and Characterizing Urban Landscape at the Parcel Level. Int. J. of Remote Sensing, 2008, vol. 29, no. 11, pp. 3119–3135. doi: 10.1080/01431160701469065

6. Gu H., Han Y., Yang Y., Li H., Liu Z., Soergel U., Blaschke T., Cui S. An Efficient Parallel Multi-Scale Segmentation Method for Remote Sensing Imagery. Remote Sensing. 2018, vol. 10, no. 4, pp. 590(1–18). doi: 10.3390/rs10040590

7. Cheng J., Tsai Y., Hung W., Wang S., Yang M. Fast and Accurate Online Video Object Segmentation via Tracking Parts /// Proc. of the 2018 IEEE Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition. 18–23 June 2018, Salt Lake City. Piscataway, IEEE, 2018, pp. 7415–7424. doi: 10.1109/CVPR. 2018.00774

8. Wang M. A. Multiresolution Remotely Sensed Image Segmentation Method Combining Rainfalling Watershed Algorithm and Fast Region Merging. Int. Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences. 2008, vol. XXXVII, Pt. B4, pp. 1213–1217.

9. Arora S., Acharya J., Verma A., Panigrahi P.K. Multilevel thresholding for image segmentation through a fast statistical recursive algorithm. Pattern Recognition Letters. 2008, vol. 29, iss. 2, pp. 119–125. doi: 10.1016/j.patrec. 2007.09.005 10. Yang J., Yang Y., Yu W., Feng J., Yang J. Multi-Threshold Image Segmentation based on K-means and Firefly Algorithm. Proc. of 3rd Int. Conf. on Multimedia Technology (ICMT-13). Paris: Atlantis Press, 2013, pp. 134–142. doi: 10.2991/icmt-13.2013.17

11. Priyanka P., Vasudevarao K., Sunitha Y., Sridhar B. A. Multi Level Fuzzy Threshold Image Segmentation Method for Industrial Applications. IOSR J. of Electronics and Communication Engineering (IOSR-JECE), 2017, vol. 12, iss. 2, ver. III, pp. 06–17. doi: 10.9790/2834-1202030617

12. Banimelhem O., Yahya A. Y. Multi-Thresholding Image Segmentation using Genetic Algorithm. Proc. IPCV, 16–19 July 2012, Las-Vegas, Las-Vegas: CSREA, 2012. URL: http://worldcomp-proceedings.com/proc/p2011/IPC8346.pdf (accessed 11.06.2019)

13. Cuevas E., González A., Fausto F., Zaldívar D., Pérez-Cisneros M. Multithreshold Segmentation by Using an Algorithm Based on the Behavior of Locust Swarms. Hindawi Publishing Corporation. Mathematical Problems in Engineering, vol. 2015, art. ID 805357 (1–25). doi: 10.1155/2015/805357

14. Volkov V. Extraction of Extended Small-Scale Objects in Digital Images. The ISPRS Archives. 2015, vol. XL-5/W6, pp. 87–93. doi: 10.5194/isprsarchives-XL-5-W6-87-2015

15. Bogachev M., Volkov V., Kolaev G., Chernova L., Vishnyakov I., Kayumov A. Selection and Quantification of Objects in Microscopic Images: from Multi-Criteria to Multi-Threshold Analysis. Bionanoscience. 2019, vol. 9, iss. 1, pp. 59–65. doi: 10.1007/s12668-018-0588-2

16. Klyuev N. F. *Obnaruzhenie impul'snykh signalov s pomoshch'yu nakopitelei diskretnogo deistviya* [Detection of Pulse Signals Using Discrete Action Drives.]. Moscow, *Sov. Radio*, 1963, 111 p. (In Russ.)

17. Volkov V. Yu. Adaptive Extraction of Small Objects in Digital Images. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2017, no. 1, pp. 17–28. (In Russ.) *Vladimir Yu. Volkov* – Dr. of Sci. (Engineering) (1993), Professor (1995) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI. The author of 200 scientific publications. Area of expertise: image processing in computer vision systems; reception under a priori uncertainty conditions. E-mail: vladimi-volkov@yandex.ru

Oleg A. Markelov – Cand. of Sci. (Engineering) (2014), Associate Professor of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: statistical analysis of time series.

https://orcid.org/0000-0002-6099-8867

E-mail: OAMarkelov@etu.ru

Mikhail I. Bogachev – Cand. of Sci. (Engineering) (2006), Associate Professor (2011), Leading Scientist of the Department of Radio Equipment Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 150 scientific publications Area of expertise: complex systems theory; statistical data analysis.

https://orcid.org/0000-0002-0356-5651

E-mail rogex@yandex.ru



Электродинамика, микроволновая техника, антенны Electrodynamics, microwave engineering, antennas

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-3-36-47 УДК 621.396.67

А. А. Мальцев, В. М. Селезнев⊠, А. С. Рульков, О. В. Болховская

Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского пр. Гагарина, 23, Нижний Новгород, 603950, Россия

СКАНИРУЮЩАЯ ТОРОИДАЛЬНО-БИФОКАЛЬНАЯ ЛИНЗОВАЯ АНТЕННАЯ СИСТЕМА ДИАПАЗОНА 57–64 ГГЦ

Аннотация.

Введение. В настоящее время одним из перспективных подходов к построению систем мобильной радиосвязи пятого поколения является развертывание неоднородных сетей на основе существующих систем сотовой связи LTE с большими и малыми сотами. Основными элементами таких сетей могут стать небольшие дешевые релейные станции, оснащенные высоконаправленными сканирующими антенными системами для связи малых сот с базовой станцией LTE, обслуживающей макросоту.

Цель работы. Существующие решения во многом слишком дороги или не позволяют гибко перестраивать используемые линии передачи информации. Целью настоящей статьи является разработка антенного оборудования для дешевых релейных станций на основе простых сканирующих антенных систем миллиметрового диапазона длин волн (57...64 ГГц), позволяющих управлять главным лучом в двух плоскостях: азимутальной и угломестной.

Материалы и методы. Разработанная авторами сканирующая бифокальная линзовая антенная система представляет собой линзу специальной формы, изготовленную из высокомолекулярного полиэтилена и интегрированную с плоской фазированной антенной решеткой. Ключевой особенностью спроектированной антенной системы является широкоугольное сканирование лучом в азимутальной плоскости и возможность подстройки луча в плоскости угла места. Расчет профилей линзы проведен в приближении геометрической оптики в MATLAB, а основные технические характеристики линзовой антенной системы получены прямым электромагнитным моделированием в CST Microwave Studio.

Результаты. Разработан и создан прототип сканирующей бифокальной линзовой антенной системы и экспериментально исследованы его характеристики. В диапазоне рабочих частот 57...64 ГГц достигнуты следующие технические показатели: углы сканирования в угломестной плоскости ±3°, в азимутальной плоскости ±40°, коэффициент усиления антенной системы для всех углов сканирования находится в пределах 20...27.5 дБи.

Заключение. Результаты проведенных исследований показали, что разработанная линзовая антенная система может успешно применяться в качестве приемо-передающего антенного оборудования небольших релейных станций, осуществляющих передачу информации в частотном диапазоне 57...64 ГГц на расстояния 100...300 м.

Ключевые слова: бифокальная линзовая антенна, миллиметровый диапазон, фазированная антенная решетка, сканирование, диаграмма направленности

Для цитирования: Сканирующая тороидально-бифокальная линзовая антенная система диапазона 57– 64 ГГц / А. А. Мальцев, В. М. Селезнев, А. С. Рульков, О. В. Болховская // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 36–47. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-36-47

Источник финансирования. Инициативная работа.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 28.03.2019; принята к публикации 20.05.2019; опубликована онлайн 27.06.2019

© Мальцев А. А., Селезнев В. М., Рульков А. С., Болховская О. В., 2019

Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License


Alexander A. Maltsev, Valentin M. Seleznev[⊠], Alexander S. Rulkov, Olesya V. Bolkhovskaya

Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod

23, Gagarin Pr., 603950, Nizhny Novgorod, Russia

STEERABLE TOROIDAL BIFOCAL LENS-ARRAY ANTENNA IN 57-64 GHZ RANGE

Abstract

Introduction. Currently, one of the most promising approaches of the 5th generation mobile wireless systems development is the deployment of heterogeneous networks based on existing LTE cellular systems with large and small cells. The main elements of such networks can be small low cost relay stations equipped with highly directional steerable antenna systems to connect small cells with LTE base station serving macrocell.

Objective. Existing solutions are either too expensive or not allowing flexible rearrangement of current information transmission lines. The objective of this work is to develop antenna equipment for low cost relay stations based on simple steerable antenna systems of millimetre wavelength (57-64 GHz), which allow beamsteering in both azimuth and elevation planes.

Methods and materials. The developed steerable bifocal lens antenna system is a lens of a special shape made of a high molecular weight polyethylene and integrated with a phased array antenna. A key feature of the designed antenna system is a wide-angle beamsteering in the azimuth plane and ability to adjust the beam in the elevation plane. The calculation of the lens profiles was carried out by means of an approximation of geometrical optics in Matlab, and the main technical characteristics of the lens antenna system were obtained by direct electromagnetic modelling in CST Microwave Studio.

Results. The prototype of the steerable bifocal lens-array antenna system is developed and its characteristics are studied. The following technical characteristics are achieved in the 57–64 GHz range: beamsteering in the elevation plane is $\pm 3^{\circ}$, beamsteering in the azimuth plane is $\pm 40^{\circ}$, and antenna gain is from 20 to 27.5 dBi for all angles.

Conclusion. It was shown that the developed antenna system can be successfully used as receiving and transmission antenna equipment of small relay stations that transmit information in the frequency range of 57-64 GHz over a distance of 100-300 m.

Key words: bifocal lens antenna, millimetre band, phased array, scanning, radiation pattern

For citation: Maltsev A. A., Seleznev V. M., Rulkov A. S., Bolkhovskaya O. V. Steerable Toroidal Bifocal Lens-Array Antenna in 57–64 GHz Range. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 36–47. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-36-47

Acknowledgements. Initiative work.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 28.03.2019; accepted 20.05.2019; published online 27.06.2019

Введение. Современные стандарты широкополосных высокоскоростных систем сотовой связи 4-го поколения (WiMAX-Advanced IEEE802.16m [1], [2] и LTE-Advanced 3GPP LTE Rel.10 [3]) и стандарты беспроводного доступа в Интернет Wi-Fi (IEEE 802.11ac [4], [5] и IEEE 802.11ad [6]) для полного использования пропускной способности канала связи применяют высокоэффективные методы помехоустойчивого кодирования, новые виды широкополосной модуляции (OFDM, OFDMA, МІМО-OFDM и т. д. [7]), а также разнообразные алгоритмы пространственно-временной обработки сигналов. Тем не менее, даже эти современные системы мобильной радиосвязи при их полном развертывании не могут удовлетворить стремительно возрастающие потребности пользователей. Поэтому задача нахождения новых путей повышения пропускной способности существующих систем мобильной наземной радиосвязи весьма актуальна [8].

Развертывание неоднородных (гетерогенных) сетей на основе существующих систем сотовой связи LTE относится к перспективным подходам к построению систем мобильной радиосвязи 5-го поколения. Предполагается, что в зонах покрытия макросот LTE в местах большого скопления пользователей (hot-spots) будут дополнительно располагаться малые соты с радиусом покрытия несколько десятков метров [8]. При этом передача большого объема данных от базовых станций, обслуживающих малые соты, к макростанциям будет осуществляться с помощью реконфигурируемой опорной сети из небольших релейных станций, обеспечивающих передачу данных со скоростями до нескольких десятков гигабит в секунду.

Такими скоростями обладают новые системы Wi-Fi миллиметрового диапазона длин волн [9], [10]. Однако для использования этих стандартов в релейных станциях необходимо увеличить дальность передачи до 100...300 м. Таким образом, одним из основных элементов опорной сети будущих неоднородных сетей сотовой связи 5-го поколения должны стать небольшие дешевые релейные станции, оснащенные высоконаправленными сканирующими антенными системами.

Существующие решения на основе многоэлементных фазированных антенных решеток достаточно дороги [11], а традиционно используемые параболические рефлекторные антенны или плоские антенные решетки на базе пассивных отражательных элементов [12] требуют прецизионной установки и не позволяют гибко перестраивать используемые линии передачи информации. В работах авторов настоящей статьи для таких релейных станций предложено использовать тороидально-эллиптические антенные системы, имеющие достаточно высокий коэффициент усиления и обладающие возможностью широкого сканирования лучом в азимутальной плоскости [13], [14]. Однако отсутствие возможности подстройки луча в угломестной плоскости ограничивает область их применения только релейными станциями с приблизительно одинаковым расположением антенн по высоте.

Основной целью работы, результаты которой представлены в настоящей статье, являлась разработка сканирующей тороидально-бифокальной линзовой антенны, интегрированной с первичным излучателем в виде небольшой плоской фазированной антенной решетки (ФАР), элементы которой формируют отдельные подрешетки (модули) ФАР. Проведенные экспериментальные измерения показали, что разработанная авторами линзовая антенная система может успешно применяться в качестве приемопередающего антенного оборудования небольших релейных станций, передающих информацию между узлами опорной сети гетерогенных систем сотовой связи на расстояния до 300 м.

Разработка диэлектрической тороидальнобифокальной линзы для сканирующей антенной системы. Основными требованиями к разрабатываемой линзовой антенной системе были высокий коэффициент усиления, позволяющий передавать данные на расстояние нескольких сот метров в миллиметровом диапазоне длин волн, и возможность сканирования лучом в двух плоскостях: в широком секторе в азимутальной плоскости и в небольшом секторе в угломестной.

Решение поставленной задачи достигнуто комбинацией небольшой ФАР, представляющей первичный облучатель, с пассивной фокусирующей системой в виде диэлектрической линзы, имеющей специальную тороидально-бифокальную форму. ФАР состоит из нескольких горизонтальных подрешеток (модулей), каждая из которых могла осуществлять сканирование в широком секторе азимутальных углов. Для сохранения этого свойства в разрабатываемой антенной системе тело линзы определялось вращением ее бифокального геометрического профиля вокруг вертикальной оси, проходящей вблизи облучателя. В результате линза имеет тороидальную форму.

Особенностью линз с бифокальным профилем является наличие двух преломляющих поверхностей и двух точек идеальной фокусировки [9]. Если поместить фазовый центр облучателя в любую из них, то на выходе линзы сформируется плоский фазовый фронт, имеющий наклон на некоторый угол относительно вертикальной плоскости раскрыва линзы. Таким образом, переключением горизонтальных подрешеток ФАР можно добиться нужного угла сканирования в угломестной плоскости.

В представленной работе расчет вертикального бифокального профиля линзы проводился аналитически в приближении геометрической оптики с помощью метода Джента–Штернберга [9]–[12]. Диаграммы направленности (ДН) разработанной линзовой антенной системы определялись прямым электромагнитным моделированием в CST Microwave Studio. При моделировании в качестве источника излучения использовалась модель рупорной антенны с размерами апертуры, близкими к размерам подрешеток ФАР. Эта замена обеспечила упрощение моделирования и сокращение его времени.

В качестве материала для изготовления тела линзы использован высокомолекулярный полиэтилен исходя из его доступности, низкой стоимости и удовлетворительных диэлектрических параметров. Указанный материал обладает диэлектрической постоянной $\varepsilon = 2.35$ и малым значением тангенса угла потерь tg $\delta = 0.0006$. Остальные параметры линзы определялись техническими требованиями к общему коэффициенту усиления антенной системы и необходимыми углами сканирова

ния. Так, размер апертуры в угломестной плоскости выбран равным 130 мм, а расстояние между фокусами 10 мм, что должно было обеспечить общий коэффициент усиления линзовой антенной системы порядка 25 дБ и угол вертикального сканирования порядка ±3° при сохранении большого угла горизонтального сканирования ±40°. По предварительным расчетам, эти параметры линзовой антенной системы должны обеспечить устойчивую связь между абонентами на расстояниях 100...300 м и точную электронную подстройку главного луча ДН к высотам приемной антенны в угломестной плоскости порядка ±10...15 м.

В соответствии с используемым методом Джента-Штернберга [15]-[18] кривые, описывающие вертикальные профили внешней и внутренней поверхностей бифокальной линзы, аппроксимировались функциями вида:

$$y(x) = (Ax + B)^k, \qquad (1)$$

где *A*, *B* и *k* – числовые коэффициенты, зависящие от заданных параметров модели бифокальной линзы (расстояния между фокусами, угла наклона плоского фазового фронта на выходе и материала линзы). В (1) переменные *у* и *x* имеют размерность длины и измеряются в миллиметрах.

Для рассматриваемого набора параметров на рис. 1 представлен рассчитанный в МАТLAB вертикальный профиль бифокальной линзы с двумя преломляющими поверхностями и двумя фокусами (n_a , n_{π} – показатели преломления окружающей среды и линзы соответственно).

Внешняя поверхность линзы описывается кривой

$$y(x) = \pm (-730x + 85\ 142)^{0.4},\tag{2}$$

а кривая внутреннего профиля задается выражением

$$y(x) = \pm (14\ 124x - 984\ 180)^{0.5}.$$
 (3)

Следует отметить, что наличие у бифокальной линзы двух преломляющих поверхностей ведет к появлению дополнительных переотражений на внутренней поверхности и в теле линзы, а также к усложнению процесса изготовления и юстировки линзовой антенной системы в целом. Известно, что при размещении антенных элементов на поверхности диэлектрика электромагнитное излучение "втягивается" в диэлектрик тем больше, чем выше его диэлектрическая проницаемость. Отношение мощности излучения внутрь диэлектри-



Puc. 1. Вертикальный профиль бифокальной линзы из полиэтилена, рассчитанный в среде MATLAB *Fig. 1.* Vertical cross section of a polyethylene bifocal lens calculated in MATLAB

ка к мощности излучения в свободное пространство в этом случае пропорционально $\varepsilon^{3/2}$ [19]. Этот эффект приводит к снижению коэффициента отражения (уровня обратного излучения) в линзовых антеннах с излучателями, расположенными на внутренней поверхности линзы, и успешно используется при их проектировании [20].

Из рис. 1 видно, что для рассматриваемого случая внутренний профиль линзы, описываемый выражением (3), может быть с хорошей точностью аппроксимирован отрезком прямой линии (рис. 1, 2). Поэтому было принято решение заполнить свободное пространство между облучателем, расположенным в позиции y = 5 (верхний фокус) или y = -5 (нижний фокус), и телом линзы полиэтиленом, чтобы антенные элементы размещались на поверхности линзы. Проведенные численные расчеты показали, что для этого следует увеличить на 38 мм расстояние между облучателем (фокальной осью) и внешней (преломляющей) поверхностью линзы, описываемой выражением (2).

Внешний вид 3D-модели тороидально-бифокальной линзы, спроектированной в соответствии с описанной методикой, и ее сечение в вертикальной плоскости представлены на рис. 2 и 3 соответственно.



Puc. 2. 3D-модель тороидально-бифокальной линзы *Fig.* 2. 3D model of a toroidal bifocal lens

На рис. 4 приведены ДН $D(\theta)$ (θ – угол места) для антенн, в одной из которых (линия *I*) между источником, расположенным в нижнем фокусе, и линзой имеется свободное пространство (профиль



Рис. 4. Диаграммы направленности линзовой антенны с одной и двумя преломляющими поверхностями при расположении первичного излучателя в нижнем фокусе бифокального профиля
 Fig. 4. Radiation patterns of a bifocal lens antenna with one and two refracting surfaces when a primary radiation source is located in the lower focus



 Рис. 5. Диаграмма направленности тороидальнобифокальной линзовой антенны с одной преломляющей поверхностью в горизонтальной плоскости (результаты электромагнитного моделирования)
 Fig. 5. Radiation pattern of a toroidal bifocal lens antenna with one refractive surface in a horizontal plane (electromagnetic modelling results)



Рис. 3. Сечение тороидально-бифокальной линзы в вертикальной плоскости

Fig. 3. Vertical cross section of a toroidal bifocal lens

изображен на рис. 1), а в другой (линия 2) источник расположен на поверхности линзы (профиль изображен на рис. 3). Как следует из рис. 4, заполнение пространства между источником и линзой полиэтиленом привело к небольшому уменьшению уровня боковых лепестков без искажения плоского фазового фронта на выходе линзы, что вызвано достаточно узкой ДН по углу места (порядка 60...70°) используемого излучателя (подрешетки ФАР).

На рис. 5 и 6 показаны ДН созданной 3Dмодели тороидально-бифокальной линзы в горизонтальной (φ – азимут) и в вертикальной плоскостях соответственно, рассчитанные электромагнитным моделированием в CST Microwave Studio. ДН в горизонтальной плоскости (рис. 5) приведена для расположения первичного излучателя на оси симметрии между фокусами. ДН в вертикальной плоскости (рис. 6) даны при положении первичного излучателя в верхнем (кривая 2) и в нижнем (кривая 3) фокусах, а также в центре между ними



 Рис. 6. Диаграмма направленности тороидальнобифокальной линзовой антенны с одной преломляющей поверхностью в вертикальной плоскости (результаты электромагнитного моделирования)
 Fig. 6. Radiation patterns of a toroidal bifocal lens antenna with one refractive surface in a vertical plane (electromagnetic modelling results)

(кривая 1). Как видно из рис. 5 и 6, разработанная модель тороидально-бифокальной линзовой антенны характеризуется не только формированием в вертикальной плоскости узкого луча шириной порядка 3°, но и обладает некоторой апланатичностью, т. е. способностью изменять направление излучения при смещении первичного источника излучения относительно фокуса. В горизонтальной же плоскости формируется луч шириной порядка 12°, форма которого совпадает с ДН первичного излучателя.

Экспериментальный прототип. Для проверки технических характеристик спроектированной линзовой антенной системы на практике был изготовлен экспериментальный прототип (рис. 7), который включал в себя линзу из полиэтилена *1*, источник первичного излучения (ФАР) *2*, теплоотводящий радиатор из металла *3*, служащий для отвода тепла от ФАР, и корпус из оргстекла *4*, предназначенный для фиксации ФАР на обратной стороне линзы.

Излучающая ФАР вставлялась в корпус из оргстекла, к одной стороне которого вплотную примыкало тело линзы, а к другой – теплоотводящий радиатор. Все перечисленные элементы скреплялись в единую конструкцию. Размеры радиатора, корпуса из оргстекла и крепежных винтов были минимизированы, чтобы не оказывать существенного влияния на рассчитанные характеристики линзовой антенны. Тело линзы было изготовлено на станке с числовым программным управлением, адаптированным для обработки пластмасс.

В качестве излучающей ФАР использовался антенный модуль, разработанный компанией "Интел" (рис. 8) и интегрирующий собственно антенную ре-



 Рис. 7. Экспериментальный прототип тороидальнобифокальной линзовой антенной системы
 Fig. 7. Experimental prototype of toroidal bifocal lens antenna system (1 – toroidal bifocal polyethylene lens; 2 – phased array antenna; 3 – metallic heat sink; 4 – plexiglas housing)



Рис. 8. Излучающая ФАР из микрополосковых патчей *Fig. 8.* Radiating microstrip PAA

шетку и радиочасть, изготовленную по КМОПтехнологии [21]. Антенная решетка содержит 2×10 микрополосковых патчей, 16 из которых (2×8, обведены штриховой линией на рис. 8) активны и участвуют в формировании ДН решетки, а 4 расположенных по краям – пассивны. Излучение ФАР имеет линейную поляризацию в вертикальной плоскости. Коэффициент усиления ФАР составлял около 15 дБ.

В лабораторных исследованиях прототипа использовалась одномодульная ФАР, поэтому сканирование по углу места осуществлялось механическим перемещением источника в фокальной плоскости с дискретным шагом 5 мм. Для этих целей в конструкции корпуса из оргстекла были предусмотрены дополнительные крепежные отверстия, располагающиеся на расстоянии 5 мм друг от друга. Шаг отверстий был выбран с учетом габаритов ФАР. Прототип также включал в себя элементы, необходимые для крепления к измерительной установке.

Описание экспериментальной установки и методики измерений. Для измерения характеристик разработанного прототипа сканирующей линзовой антенной системы (СЛАС) был создан измерительный стенд (рис. 9), состоящий из следующих основных блоков:





позиционер, управляемый персональным компьютером (ПК);

– универсальный анализатор спектра (AC) E4407B компании "Agilent Technologies";

 преобразователь частоты (ПЧ) 11970V компании "Agilent Technologies";

– узконаправленная приемная антенна (УПА);

 комплект разработанного программного обеспечения (ПО) для измерения характеристик антенн в автоматическом режиме.

Описанная экспериментальная установка в комплекте с калиброванными антеннами позволяла проводить измерения всех основных характеристик разработанного прототипа СЛАС: двумерных ДН, коэффициента направленного действия, коэффициента усиления, частотных характеристик антенны.

Принцип функционирования измерительного стенда состоит в следующем. В соответствии с пользовательскими установками в разработанной на ПК программе позиционер последовательно поворачивает испытуемую антенну, работающую в активном режиме передачи сигналов, в заданных угловых диапазонах по азимуту и углу места с заданным шагом. Принимаемый сигнал диапазона 57...64 ГГц с УПА, используемой для повышения чувствительности установки и компенсации сигналов, переотраженных от местных предметов, в ПЧ переносится в диапазон, доступный для АС. На каждом шаге измерений АС фиксирует полную мощность и спектр входного сигнала, поступающего от испытуемой линзовой антенны. Данные измерения передаются по интерфейсу GPIB-USB в управляющую программу на ПК и сохраняются в ПЗУ для дальнейшей обработки.

Механические приводы позиционера управляются удаленно программой на ПК через беспроводной канал Bluetooth, что позволяет использовать экспериментальную установку и для дальнейших полевых испытаний. Обмен данными между управляющей программой на ПК и анализатором спектра проводится через GPIB-интерфейс посредством соответствующих команд. Синхронность поворотов испытуемой антенны с процессом измерения значений мощности и спектра сигнала, поступающих на вход АС, обеспечивается алгоритмом работы управляющей программы на ПК.

Результаты экспериментальных измерений. В ходе экспериментального исследования прототипа СЛАС проведены измерения ДН в азимутальной и угломестной плоскостях. В первую очередь, в целях проверки корректного функционирования линзовой антенны проведены измерения для двух различных положений луча ФАР (двух секторов ФАР).

На рис. 10 и 11 приведены измеренные ДН для случая несмещенного положения главного луча ФАР. Результаты измерений показывают, что ширина ДН по уровню половинной мощности составила 2.5° в угломестной плоскости (рис. 10) и 11° в азимутальной плоскости (рис. 11).

На рис. 12 и 13 показаны измеренные ДН линзовой антенной системы при нахождении главного луча излучающей ФАР в отклоненном положении (на максимальный угол –40° в азимутальной плоскости). В этом случае ДН претерпевают искажения, приводящие к расширению главного луча. Ширина по уровню половинной мощности в угломестной плоскости составила в этом случае 3.8 (рис. 12) и 15° в азимутальной плоскости (рис. 13).



Рис. 10. Диаграмма направленности прототипа линзовой антенны в угломестной плоскости при центральном положении луча излучателя





Рис. 11. Диаграмма направленности прототипа линзовой антенны в азимутальной плоскости при центральном положении луча излучателя

Fig. 11. Radiation pattern of the lens antenna prototype in the azimuth plane when PAA beam is located in the central position

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3 Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3



Рис. 12. Диаграмма направленности прототипа сканирующей линзовой антенны в угломестной плоскости при отклоненном положении главного луча антенны -40° в азимутальной плоскости *Fig. 12.* Radiation pattern of the steerable lens antenna prototype when the PAA beam is shifted at an angle of -40° in the elevation plane

По оценкам, сделанным в ходе измерения ДН, установлено, что общий коэффициент усиления разработанной СЛАС при несмещенном положении главного луча составил около 27.5 дБи, а коэффициент полезного действия (КПД) – порядка 80 %. Учитывая то, что коэффициент усиления излучающей ФАР составлял 15 дБи, можно оценить дополнительный коэффициент усиления разработанной тороидально-бифокальной линзы значением порядка 12.5 дБи.

На следующем этапе экспериментальных исследований прототипа СЛАС были изучены ее сканирующие свойства в азимутальной (горизонтальной) плоскости. Для переключения между пространственными положениями главного луча ДН ФАР использовалось специализированное ПО, позволяющее устанавливать требуемый сектор излучения в азимутальной плоскости в пределах ±40°.

На рис. 14 представлены измеренные ДН образца СЛАС в азимутальной плоскости для различных положений главного луча ДН ФАР. Из не-



Рис. 13. Диаграмма направленности прототипа сканирующей линзовой антенны в азимутальной плоскости при отклоненном положении главного луча антенны –40° в азимутальной плоскости
 Fig. 13. Radiation pattern of the steerable lens antenna prototype when the PAA beam is shifted at an angle of –40° in the azimuth plane

го следует, что разработанная антенная система позволяет сканировать пространство лучом в азимутальной плоскости, сохраняя практически неизменной форму ДН антенны. Деградация коэффициента усиления при максимальных углах сканирования составляла около –7.5 дБ по сравнению с коэффициентом усиления при несмещенном положении главного луча. Поскольку максимальное значение коэффициента усиления в несмещенном положении равнялось 27.5 дБ, минимальный коэффициент усиления разработанного образца СЛАС во всем диапазоне сканирования (±40°) составлял около 20 дБ.

На следующем этапе экспериментальных исследований образца были изучены сканирующие свойства СЛАС в угломестной (вертикальной) плоскости. Для проверки корректности работы диэлектрической линзы как бифокальной поверхности в вертикальной плоскости излучающая ФАР располагалась в трех положениях: в нижнем и верхнем фокусах диэлектрической линзы, а



Рис. 14. Диаграммы направленности в азимутальной плоскости для различных секторов первичного излучателя ФАР Fig. 14. Radiation patterns in the azimuth plane for various PAA positions



Рис. 15. Диаграммы направленности в угломестной плоскости для различных расположений модуля ФАР *Fig. 15.* Radiation patterns in the elevation plane for various PAA positions

Основные характеристики образца СЛАС The main characteristics of the SLAS prototype

Характеристика	Значение
Материал	Полиэтилен
Апертура в угломестной плоскости, мм	130
Апертура в азимутальной плоскости, мм	302 (2×151)
Расстояние между фокусами, мм	10
КУ, дБ	27.5
КПД, %	80
КНД, дБ	28.5
Ширина главного луча ДН в угломестной плоскости,°	3.1
Ширина главного луча ДН в азимутальной плоскости, °	12
Сектор сканирования в угломестной плоскости, °	±3
Сектор сканирования в азимутальной плоскости, °	±40
Уровень боковых лепестков, дБ	-8

также в центре между ними. Измерения ДН в угломестной плоскости проводились с шагом 0.2° при несмещенном положении главного луча в азимутальной плоскости для всех трех положений модуля ФАР. Из нормированных ДН, приведенных на рис. 15, следует, что перекрытие между соседними лучами в угломестной плоскости происходит на уровнях меньше –3 дБ и деградация лучей при положении активных элементов ФАР в нижнем и верхнем фокусах не превышает –0.6 дБ по сравнению с центральным лучом.

Из приведенных графиков также видно, что угол сканирования разработанного прототипа СЛАС по углу места (по уровню –3 дБ) составил ±3°. Основные характеристики образца СЛАС приведены в таблице.

Заключение. В настоящей статье представлены результаты разработки и экспериментальных исследований характеристик прототипа сканирующей бифокальной линзовой антенной системы диапазона 57...64 ГГц. Установлено, что измеренные характеристики прототипа линзовой антенны соответствуют предъявленным к антенной системе требованиям и подтверждают результаты электромагнитного моделирования в CST Microwave. Для разработанного прототипа тороидально-бифокальной линзовой антенны во всем диапазоне рабочих частот 57...64 ГГц получены следующие технические характеристики: углы сканирования (по уровню – ЗдБ) в угломестной плоскости ±3°, в азимутальной плоскости ±40°. При этом коэффициент усиления антенной системы для всех углов сканирования менялся в пределах от 20 до 27.5 дБи.

Достигнутые технические параметры по углам сканирования и коэффициентам усиления свидетельствуют о значительных преимуществах предложенной линзовой антенной системы перед существующими решениями [13], [14], [20], [21]. Представленная в настоящей статье бифокальная линзовая антенная система может успешно применяться в качестве приемопередающего антенного оборудования небольших релейных станций, работающих в частотном диапазоне 57...64 ГГц на расстояния от 100 до 300 м.

Дальнейшие исследования в данной области могут быть направлены на оптимизацию формы бифокальной линзы с целью уменьшения ее массы и вносимых потерь, а также на совершенствование конструкции антенной системы в целом для достижений лучших технических характеристик.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. WiMAX technology support for applications in environmental monitoring, fire prevention and telemedicine / E. Guainella, E. Borcoei, M. Katz, P. Neves, M. Curado, F. Andreotti, E. Angori // 2007 IEEE Mobile WiMAX Symposium, 25–29 March 2007, Orlando, FL, USA. URL: https://ieeexplore. ieee.org /document/4156108. doi: 10.1109/WIMAX.2007. 348690 (дата обращения 03.05.2019)

2. IEEE Std 802.16[™]-2004 IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. https://standards.ieee.org/standard/802_16-2004.html (дата обращения 03.05.2019)

3. Sesia S., Toufik I., Baker M. LTE – The UMTS long term evolution. From theory to practice. Hoboken, NJ: John Wiley and Sons, 2011. 625 p.

4. 802.11ac-2013 – IEEE Standard for Information Technology – Telecommunications and Information Exchange Between Systems Local and Metropolitan Area Networks – Specific Requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications – Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz. https://ieeexplore.ieee.org/document/7797535. doi: 10.1109 /IEEESTD.2013.7797535 (дата обращения 03.05.2019)

5. Nasir S. A., Mustaqim M., Khawaja B. A. Antenna array for 5th generation 802.11ac Wi-Fi applications // 2014 11th Annual High Capacity Optical Networks and Emerging/Enabling Technologies, 15–17 Dec. 2014, Charlotte, NC, USA. URL: https://ieeexplore.ieee.org/document /7029354. doi: 10.1109/HONET.2014.7029354 (дата обращения 03.05.2019) 6. Analysis of factors in phase array antenna and RF units on system performance of the OFDM PHY of IEEE 802.11ad standard / J. Qin, L. Zhang, L. Zhang, Y. Wang // 2016 IEEE Int. Conf. on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC), 3–5 Aug. 2016, Hong Kong, China. https://ieeexplore.ieee.org/document/7785273. doi: 10.1109 /EDSSC.2016.7785273 (дата обращения 03.05.2019)

7. van Nee R., Prasad R. OFDM for Wireless Multimedia Communications. Boston, London: Artech House, 2000. 278 p.

8. Пат. RU 2660385 C1 H01Q 3/24 (2006.01). Сканирующая линзовая антенна / О. В. Болховская, В. М. Селезнев, В. Д. Голубь. Опубл. 06.07.2018. Бюл. № 19.

9. IEEE 802.11ay: Next-Generation 60 GHz Communication for 100 Gb/s Wi-Fi / Y. Ghasempour, C. R. C. M. da Silva, C. Cordeiro, E. W. Knightly // IEEE Communications Magazine. 2017. Vol. 55, № 12. P. 186–192. doi: 10.1109/MCOM. 2017.1700393

10. Analysis and Simulation of the IEEE 802.11ay Single-Carrier PHY / C. R. C. M. da Silva, A. Lomayev, C. Chen, C. Cordeiro // 2018 IEEE Int. Conf. on Communications (ICC), 20–24 May 2018, Kansas City, MO, USA. doi: 10.1109 /ICC.2018.8422532.

11. Advanced millimeter-wave technologies: Antennas, Packaging and Circuits / ed. by D. Liu, B. Gaucher, U. Pfeiffer, J. Grzyb. Chichester, UK: John Wiley and Sons, 2009. 827 p.

12. Visentin T., Keusgen W., Weiler R. Dual-Polarized Square-Shaped Offset-Fed Reflectarray Antenna with High Gain and High Bandwidth in the 60 GHz Domain /2015 9th Europ. Conf. on Ant. and Prop. (EuCAP), 13–17 April 2015, Lisbon, Portugal. https://ieeexplore.ieee.org /document/7228414 (дата обращения 03.05.2019)

13. Highly Directional Steerable Antennas: High-Gain Antennas Supporting User Mobility or Beam Switching for Reconfigurable Backhauling / A. Maltsev, A. Sadri, A. Pudeyev, I. Bolotin // IEEE Vehicular Technology Magazine. 2016. Vol. 11, №. 1. P. 32–39.

14. Millimeter-wave Toroidal Lens-Array Antennas Experimental Measurements / A. Maltsev, A. Lomaev, A. Pudeyev, I. A. Bolotin, O. V. Bolkhovskaya, V. M. Seleznev // 2018 IEEE Int. Symposium on Ant. and Prop. & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 8–13 July 2018, Boston, MA, USA. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM. 2018.8608633

15. Brown R. Dielectric Bifocal Lenses // IRE Int. Convention Record. 1956. Vol. 4. P. 180–187.

16. Peebles A. L. A dielectric bifocal lens for multibeam antenna applications // IEEE Trans. Ant. And Prop. 1988. Vol. 36, № 5. P. 599–606.

17. Holt F., Mayer A. A Design Procedure for Dielectric Microwave Lenses of Large Aperture Ratio and Large Scanning Angle // IEEE Trans. Ant. and Prop. 1957. Vol. 5, № 1. P. 25–30.

18. Richter J., Hofmann A., Schmidt L.-P. Dielectric Wide Angle Lenses for Millimeter-Wave Focal Plane Imaging // 31st Europ. Microwave Conf., London, England, 24–26 Sept., 2001. Piscataway: IEEE, 2001. P. 1–4. doi: 10.1109/EUMA.2001.338934

19. Rutledge D. B., Neikirk D. P., Kasilingam D. P. Integrated Circuit Antennas // Infrared and Millimeter Waves / ed. by K. J. Button. New York: Academic, 1983. Vol. 10. P. 1–90.

20. Experimental Characterization of E-Band Two-Dimensional Electronically Beam-Steerable Integrated Lens Antennas / A. Artemenko, A. Mozharovskiy, A. Maltsev, R. Maslennikov, A. Sevastyanov, V. Ssorin // IEEE Ant. and Wireless Prop. Lett., 2013. Vol. 12. P. 1188–1191. doi: 10.1109/LAWP.2013.2282212

21. Mm-Wave Phased Array Antenna and System Integration on Semi-Flex Packaging / H. K. Pan, B. D. Horine, M. Ruberto, S. Ravid // IEEE AP-S Conf. on Ant. and Prop. for Wireless Communications, 3–8 July 2011, Spokane, WA, USA. P. 2059–2062. doi: 10.1109/APS.2011.5996913

Мальцев Александр Александрович – доктор физико-математических наук (1990), профессор (1992), зав. кафедрой бионики и статистической радиофизики Нижегородского государственного университета имени Н. И. Лобачевского. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – адаптивная обработка сигналов; адаптивные антенные решетки; МІМО-ОFDM системы связи.

https://orcid.org/0000-0001-8694-0033

E-mail: maltsev@rf.unn.ru

Селезнев Валентин Михайлович – магистр по направлению "Радиофизика" (2015), аспирант кафедры бионики и статистической радиофизики Нижегородского государственного университета имени Н. И. Лобачевского. Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – микроволновая техника; проектирование антенно-фидерных устройств; вычислительная электродинамика.

https://orcid.org/0000-0001-7970-3777

E-mail: valentin.seleznev@wcc.unn.ru

Рульков Александр Сергеевич – магистр по направлению "Физика" (2016), аспирант кафедры теоретической физики Нижегородского государственного университета имени Н. И. Лобачевского. Автор пяти научных работ. Сфера научных интересов – антенно-фидерные устройства; вычислительная электродинамика. https://orcid.org/0000-0003-4227-9110

E-mail: aleksrulkov@yandex.ru

Болховская Олеся Викторовна – кандидат физико-математических наук (2004), доцент кафедры бионики и статистической радиофизики Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – обнаружение сигналов и оценивание их параметров; многоэлементные антенные решетки.

https://orcid.org/0000-0002-6679-9295

E-mail: obol@rf.unn.ru

REFERENCES

1. Guainella E., Borcoei E., Katz M., Neves P., Curado M., Andreotti F., Angori E. WiMAX Technology Support for Applications in Environmental Monitoring, Fire Prevention and Telemedicine. 2007 IEEE Mobile WiMAX Symposium, 25–29 March 2007, Orlando, FL, USA. Available at: https://ieeexplore.ieee.org/document/4156108. doi: 10.1109/WIMAX.2007.348690 (accessed 03.05.2019)

2. IEEE Std 802.16[™]-2004 IEEE Standard for Local and metropolitan area networks. Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. Available at: https://standards.ieee.org/standard/802_16-2004.html (accessed 03.05.2019)

3. Sesia S., Toufik I., Baker M. LTE – The UMTS Long Term Evolution. From Theory to Practice. Hoboken, NJ: John Wiley and Sons, 2011. 625 p.

4. 802.11ac-2013 – IEEE Standard for Information Technology – Telecommunications and Information Exchange Between Systems Local and Metropolitan Area Networks – Specific Requirements – Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications – Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz. Available at: https://ieeexplore.ieee.org/document/7797535 (accessed 03.05.2019) doi: 10.1109/IEEESTD.2013.7797535

5. Nasir S. A., Mustaqim M., Khawaja B. A. Antenna array for 5th generation 802.11ac Wi-Fi applications. 2014 11th Annual High Capacity Optical Networks and Emerging/Enabling Technologies, 15–17 Dec. 2014, Charlotte, NC, USA. Available at: https://ieeexplore.ieee.org/ document/7029354 (accessed 03.05.2019) doi: 10.1109/ HONET.2014.7029354

6. Qin J., Zhang L., Zhang L., Wang Y. Analysis of Factors in Phase Array Antenna and RF Units on System Performance of the OFDM PHY of IEEE 802.11ad Standard. 2016 IEEE Int. Conf. on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC), 3–5 Aug. 2016, Hong Kong, China. Available at: https://ieeexplore.ieee.org/document/7785273. (accessed 03.05.2019) doi: 10.1109 /EDSSC.2016.7785273

7. van Nee R., Prasad R. OFDM for Wireless Multimedia Communications. Boston, London, Artech House, 2000, 278 p.

8. Bolkhovskaya O. V., Seleznev V. M., Golub' V. D. *Skaniruyushchaya linzovaya antenna* [Steerable lens antenna]. Pat. RU 2660385 C1 H01Q 3/24 (2006.01). 06.07.2018. Bull. No. 19. (in Russ.)

9. Ghasempour Y., da Silva C. R. C. M., Cordeiro C., Knightly E. W. IEEE 802.11ay: Next-Generation 60 GHz Communication for 100 Gb/s Wi-Fi. IEEE Communications Magazine. 2017, vol. 55, no. 12, pp. 186–192. doi: 10.1109 /MCOM.2017.1700393

10. da Silva C. R. C. M., Lomayev A., Chen C., Cordeiro C. Analysis and Simulation of the IEEE 802.11ay Single-Carrier PHY. 2018 IEEE Int. Conf. on Communications (ICC), 20–24 May 2018, Kansas City, MO, USA. doi: 10.1109/ICC.2018.8422532.

11. Advanced millimeter-wave technologies: Antennas, Packaging and Circuits; ed. by D. Liu, B. Gaucher, U. Pfeiffer, J. Grzyb. Chichester, UK, John Wiley and Sons, 2009, 827 p.

12. Visentin T., Keusgen W., Weiler R. Dual-Polarized Square-Shaped Offset-Fed Reflectarray Antenna with High Gain and High Bandwidth in the 60 GHz Domain. 2015 9th Europ. Conf. on Ant. and Prop. (EuCAP), 13–17 April 2015, Lisbon, Portugal. Available at: https://ieeexplore. ieee.org/document/7228414 (accessed 03.05.2019)

13. Maltsev A., Sadri A., Pudeyev A., Bolotin I. Highly Directional Steerable Antennas: High-Gain Antennas Supporting User Mobility or Beam Switching for Reconfigurable Backhauling. IEEE Vehicular Technology Magazine. 2016, vol. 11, no. 1, pp. 32–39.

14. Maltsev A., Lomaev A., Pudeyev A., Bolotin I. A., Bolkhovskaya O. V., Seleznev V. M. Millimeter-wave Toroidal Lens-Array Antennas Experimental Measurements. 2018 IEEE Int. Symposium on Ant. and Prop. & USNC/URSI National Radio Science Meeting, 8–13 July 2018, Boston, MA, USA. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM. 2018.8608633

15. Brown R. Dielectric Bifocal Lenses. IRE Int. Convention Record. 1956, vol. 4, pp. 180–187.

16. Peebles A. L. A dielectric bifocal lens for multibeam antenna applications. IEEE Trans. Ant. And Prop. 1988, vol. 36, no. 5, pp. 599–606.

17. Holt F., Mayer A. A Design Procedure for Dielectric Microwave Lenses of Large Aperture Ratio and Large Scanning Angle. IEEE Trans. Ant. and Prop. 1957, vol. 5, no. 1, pp. 25–30.

18. Richter J., Hofmann A., Schmidt L.-P. Dielectric Wide Angle Lenses for Millimeter-Wave Focal Plane Imaging. 31st Europ. Microwave Conf., London, England, 24–26 Sept., 2001. Piscataway: IEEE, 2001, pp. 1–4. doi: 10.1109/EUMA.2001.338934

19. Rutledge D. B., Neikirk D. P., Kasilingam D. P. Integrated Circuit Antennas. Infrared and Millimeter-Waves; ed. by K. J. Button. New York, Academic, 1983, vol. 10, pp. 1–90.

20. Artemenko A., Mozharovskiy A., Maltsev A., Maslennikov R., Sevastyanov A., Ssorin V. Experimental Characterization of E-Band Two-Dimensional Electronically Beam-Steerable Integrated Lens Antennas. IEEE Ant. and Wireless Prop. Lett., 2013, vol. 12, pp. 1188–1191. doi: 10.1109/LAWP.2013.2282212

21. Pan H. K., Horine B. D., Ruberto M., Ravid S. Mm-Wave Phased Array Antenna and System Integration on Semi-Flex Packaging. IEEE AP-S Conf. on Ant. and Prop. for Wireless Communications, 3–8 July 2011, Spokane, WA, USA, pp. 2059–2062. doi: 10.1109/APS.2011.5996913 *Alexander A. Maltsev* – Dr. of Sci. (Phys. and Math.) (1990), Professor (1992), Head of the Department of Bionics and Statistical Radiophysics of Lobachevsky University of Nizhny Novgorod. The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: adaptive signal processing; adaptive antenna arrays; MIMO-OFDM communication systems. https://orcid.org/0000-0001-8694-0033

E-mail: maltsev@rf.unn.ru

Valentin M. Seleznev – Master on Radio Physics (2015), Postgraduate Student of the Department of Bionics and Statistical Radiophysics of Lobachevsky University of Nizhny Novgorod. The author of 8 scientific publications. Area of expertise: microwave technology; antennas; electrodynamics. https://orcid.org/0000-0001-7970-3777

E-mail: valentin.seleznev@wcc.unn.ru

Alexander S. Rulkov – Master on Physics (2016), Postgraduate Student of the Department of Theoretical Physics of Lobachevsky University of Nizhny Novgorod. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: antennas; electrodynamics.

https://orcid.org/0000-0003-4227-9110

E-mail: aleksrulkov@yandex.ru

Olesya V. Bolkhovskaya – Cand. of Sci. (Phys. and Math.) (2004), Associate Professor of the Department of Bionics and Statistical Radiophysics in Lobachevsky University of Nizhny Novgorod, The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: signal detection and parameters estimation, multi-element antenna arrays. https://orcid.org/0000-0002-6679-9295

E-mail: obol@rf.unn.ru



This book describes the physical basis of microwave electronics and related topics, such as microwave vacuum and microwave semiconductor devices.

It comprehensively discusses the main types of microwave vacuum and microwave semiconductor devices, their principles of action, theory, parameters and characteristics, as well as ways of increasing the frequency limit of various devices up to the terahertz frequency band. Further, it applies a unified approach to describe charged particle interaction within electromagnetic fields and the motion laws of charged particles in various media.

The book is intended as a manual for researchers and engineers, as well as advanced undergraduate and graduate students. https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-3-48-62 УДК 621.396.677.85

> **А. В. Можаровский [⊠]** ООО "Радио Гигабит" ул. Ошарская, 95 к. 2, Нижний Новгород, 603105, Россия

РАЗРАБОТКА ЛИНЗОВОЙ АНТЕННЫ С ПЛАНАРНЫМ ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ СЕЛЕКТОРОМ ДЛЯ СИСТЕМ ФИКСИРОВАННОЙ РАДИОСВЯЗИ ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА 28 ГГЦ

Аннотация

Введение. Использование миллиметрового диапазона длин волн открывает широкие перспективы для увеличения пропускной способности в современных системах связи за счет применения широких полос передаваемых сигналов. Одной из основных сложностей при разработке систем радиосвязи диапазона длин волн 27.5...29.5 ГГц является обеспечение высоких значений коэффициента усиления используемых антенн порядка 30 дБи для компенсации значительного уровня затухания радиосигнала в канале связи по сравнению с традиционными диапазонами частот ниже 6 ГГц.

Цель работы. Разработка узконаправленной антенны с возможностью работы на двух ортогональных линейных поляризациях для разделения передаваемого и принимаемого потоков по поляризации и, соответственно, более эффективного использования спектра. При этом важной задачей является обеспечение высокой апертурной эффективности антенны и низкий уровень потерь в системе подведения, которая должна иметь интерфейс на основе печатных линий передачи для подключения к элементам радиочастотного тракта, реализованным на печатной плате.

Материалы и методы. Основным методом исследования характеристик антенны является численное электродинамическое моделирование в системе автоматизированного проектирования CST Microwave Studio. Полученные результаты подтверждены при измерении экспериментальных образцов.

Результаты. В качестве разрабатываемой антенны выбрана интегрированная линзовая антенна, состоящая из однородной полуэллиптической диэлектрической линзы диаметром D = 120 мм с цилиндрическим продолжением и первичного облучателя, выполненного на основе микрополосковой антенны с волноводным адаптером. Размер раскрыва адаптера оптимизирован для увеличения апертурной эффективности линзы с помощью комбинированного метода на основе принципов геометрической и физической оптики. Две ортогональные линейные поляризации на микрополосковом облучателе возбуждаются через соответствующие щели "Н"-формы, выполненные в одном из внутренних уровней металлизации печатной платы рядом друг с другом. В частотном диапазоне 27.5...29.5 ГГц разработанная линзовая антенна для каждой из поляризаций обеспечивает значение коэффициента усиления 29.5...30.2 дБи с шириной основного луча по уровню половинной мощности 4.8...5.1° и уровнем кроссполяризационной развязки не менее 37 дБ.

Заключение. Простота конструкции, высокая апертурная эффективность и возможность работать на двух ортогональных линейных поляризациях позволяют сделать вывод, что разработанная линзовая антенна может быть успешно использована в системах радиосвязи частотного диапазона 27.5...29.5 ГГц.

Ключевые слова: миллиметровый диапазон длин волн, интегрированная линзовая антенна, микрополосковая антенна, печатная плата, волноводно-микрополосковый переход, двойная линейная поляризация, электродинамическое моделирование

Для цитирования: Можаровский А. В. Разработка линзовой антенны с планарным поляризационным селектором для систем фиксированной радиосвязи частотного диапазона 28 ГГц // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 48–62. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-48-62

Источник финансирования. Инициативная работа.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 12.04.2019; принята к публикации 20.05.2019; опубликована онлайн 27.06.2019

© Можаровский А. В., 2019

Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License



Andrey V. Mozharovskiy 🖾

"LLC "Radio Gigabit 95, bldg 2, Osharskaya Str., 603105, Nizhny Novgorod, Russia

DESIGN OF LENS ANTENNA WITH PLANAR ORTHOMODE TRANSDUCER FOR 28 GHZ FIXED SERVICE COMMUNICATION SYSTEMS

Abstract.

Introduction. Millimeter-wave frequency range can provide utilization of wide transmission frequency bands and therefore a significant increase of the capacity in modern communication systems. One of the main concerns in the design of the 27.5...29.5 GHz-wave communication system is a high gain antenna of the range of 30 dBi to compensate the significant level of radio signal attenuation in the communication channel compared to the traditional frequency bands below 6 GHz.

Objective. Development of the integrated lens antenna with the ability to operate on two orthogonal linear polarizations to separate the transmitted and received signals by polarization and, therefore, to create more efficient use of the spectrum. At the same time, an important task is to provide a high aperture efficiency of the antenna and a low level of insertion loss in the distribution system, which should have an interface based on printed transmission lines for connection to the radio frequency circuit elements realized on the printed circuit board.

Materials and methods. The main method of the analysis of the lens antenna characteristics is full-wave electromagnetic simulation in the computer-aided design system CST Microwave Studio. The results are confirmed with experimental samples measurement.

Results. The designed antenna is an integrated lens antenna consisting of a homogeneous semi-elliptical dielectric lens with a diameter of D = 120 mm with a cylindrical extension and a primary radiator based on a microstrip antenna with a waveguide adapter. Waveguide adapter radiating opening dimensions were optimized using an analytical method based on a combination of geometrical and physical optics. Two orthogonal polarizations are excited on the primary microstrip patch antenna with the corresponding closely spaced "H-type" slots in one internal metallization layer. According to experimental results, the designed antenna provides the gain level of 29.5...30.2 dBi with a half-power beamwidth of 4.8...5.1 degrees and cross-polarization level exceeding 37 dB for both polarizations in the whole frequency band of 27.5...29.5 GHz.

Conclusion. The simplicity of the design, high aperture efficiency and the ability to operate on two orthogonal linear polarizations show that the developed lens antenna can be successfully used in radio communication systems of the 27.5...29.5 GHz frequency range.

Key words: millimeter wave band, integrated lens antenna, microstrip antenna, printed circuit board, waveguide-to-microstrip transition, dual linear polarization, EM simulation

For citation: Mozharovskiy A. V. Design of Lens Antenna with Planar Orthomode Transducer for 28 GHz Fixed Service Communication Systems. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 48–62. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-48-62

Acknowledgements. Initiative work.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 12.04.2019; accepted 20.05.2019; published online 27.06.2019

Введение. Рост объема передаваемой информации в современных беспроводных сетях приводит к необходимости существенного увеличения пропускной способности систем связи и, следовательно, увеличения скорости передачи данных вплоть до нескольких гигабит в секунду. Для достижения таких скоростей необходимо использовать широкую полосу передаваемых сигналов, что крайне затруднительно в условиях перегруженного частотного спектра в традиционно используемых диапазонах до 6 ГГц. Одним из способов решения этой проблемы является увеличение несущей частоты до миллиметрового диапазона длин волн, где для передачи данных доступны полосы шириной вплоть до нескольких гигагерц. Так в настоящее время диапазон частот 27.5...29.5 ГГц рассматривается как один из наиболее перспективных для реализации систем беспроводной связи типа "точка-точка" и "точкамноготочка" [1]–[3], а также для разворачивания мобильных сетей пятого поколения (5G) [4].



вызванного влиянием кислорода, водяного пара и осадков
 Fig. 1. Radio signal attenuation
 in the communication channel caused by the influence
 of oxygen, water vapor and precipitation

Одной из основных сложностей при разработке систем радиосвязи миллиметрового диапазона длин волн является обеспечение высоких значений коэффициента усиления (КУ) используемых антенн для компенсации значительного уровня затухания радиосигнала в канале связи по сравнению с диапазонами частот ниже 6 ГГц. Основная причина ослабления L в канале – влияние кислорода и водяного пара [5]–[7], как показано для различных частот f на рис. 1 (кривая 1 – кислород, 2 – водяной пар, 3 – ясная погода, 4 – дождь 5 мм/ч, 5 – дождь 20 мм/ч).

Кроме того, существенно влияют на уровень затухания осадки, как было показано в [6], [8], а также разъяснено в рекомендациях Международного союза электросвязи (ITU) [9]. Так, при интенсивности осадков, соответствующих сильному дождю, общий уровень ослабления радиосигнала при увеличении рабочей частоты с 6 ГГц до 28.5 ГГц (центральная частота рассматриваемого диапазона) возрастает с 0.05 дБ/км до 6 дБ/км (рис. 1), что существенно влияет на характеристики радиосоединения. В связи с этим основные регуляторные документы, принятые в Российской Федерации и странах Европы, регламентируют для использования в диапазоне частот вблизи 28 ГГц только остронаправленные антенны для систем связи типа "точка-точка" и комбинацию из остронаправленной антенны абонентской станции и секторной антенны с одним лучом для базовой станции в случае системы "точка-многоточка".

При этом интенсивность дождя является статистическим параметром с некоторой плотностью вероятности, специфичной для каждой географической области [10]. Обычно в качестве критерия оценки системы связи выбирается доступность канала, определяющая среднее время, для которого обеспечивается полная заявленная пропускная способность. Наиболее часто в современных системах связи используются критерии доступности 99.9, 99.99 и 99.999 %, соответствующие отсутствию связи в выбранном канале примерно 52 мин, 5 мин и 30 с в год. Рассчитать дальность связи можно расширением классической формулы Фрииса, в которую добавлены потери при распространении радиосигнала в атмосферных газах и потери, связанные с дождем:

$$\begin{split} P_{\rm r} - P_{\rm t} &= 20 \lg \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right) + G_{\rm r} + G_{\rm t} - \\ &- R \left(\gamma_{\rm кислород} + \gamma_{\rm пар} + \gamma_{\rm дождь} \right), \end{split}$$

где $P_{\rm r}$ и $P_{\rm t}$ – принимаемая и передаваемая мощность соответственно в дБм; λ – длина волны излучения (10.53 мм для частоты 28.5 ГГц); R – искомая дальность; $G_{\rm r}$ и $G_{\rm t}$ – КУ приемной и передающей антенн; $\gamma_{\rm кислород}, \gamma_{\rm пар}, \gamma_{\rm дождь}$ – коэффициенты ослабления в кислороде, водяном паре и дожде. Значения коэффициентов ослабления приведены для частот от 1 до 1000 ГГц в [7] и [9].

Согласно расчетам, на низших модуляциях дальность радиосоединения более 4 км при условии доступности 99.99 % в зоне осадков, соответствующей средней полосе России, достигается только при использовании антенн с КУ 30 дБи и более. В рассматриваемом частотном диапазоне такие значения КУ соответствуют размеру апертуры порядка 120 мм. Выбранная для рассмотрения географическая область располагается в поясе умеренного климата со средним уровнем осадков в год. Поэтому полученные результаты можно считать средними по географическому положению наиболее заселенных частей материков.

Дополнительно, для обеспечения более эффективного использования спектра реализация систем связи возможна на основе технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output) [11], позволяющей осуществлять одновременную параллельную передачу сразу нескольких потоков данных с использованием нескольких антенн, в том числе и с разделением потоков по поляризации.

Таким образом, целью исследования, описываемого в настоящей статье, является разработка эффективной антенны с высоким уровнем КУ для систем радиосвязи частотного диапазона 27.5...29.5 ГГц, обеспечивающей работу на двух ортогональных линейных поляризациях для эффективного разделения приемного и передающего сигналов по поляризации. Поскольку разрабатываемая антенна предназначена для использования в составе систем связи, то важным требованием является наличие выходного интерфейса на основе печатной линии передачи для прямого подключения к элементам радиочастотного тракта, таким, как, например, малошумящие усилители (МШУ), смесители и фильтры. Также важной проблемой при разработке остронаправленной антенны миллиметрового диапазона длин волн является обеспечение высокой апертурной эффективности антенны при малом уровне потерь в системе подведения, поскольку с повышением рабочей частоты до миллиметрового диапазона существенно возрастают потери в печатных структурах, реализованных на печатных платах. При этом возникает необходимость анализа принципов максимизации апертурной эффективности остронаправленных антенн.

Основными требованиями к антенне являются обеспечение высокого уровня КУ порядка 30 дБи, работа на двух ортогональных линейных поляризациях с уровнем кроссполяризационной развязки более 30 дБ и согласование по уровню коэффициента отражения $S_{11} < -10$ дБ в рассматриваемом диапазоне частот 27.5...29.5 ГГц.

Выбор конфигурации антенны. Известны различные подходы к разработке остронаправленной антенны, поддерживающей работу на двух ортогональных линейных поляризациях в миллиметровом диапазоне длин волн. Например, такая антенна может быть реализована на двумерной решетке печатных микрополосковых антенных элементов [12]-[14], что является привлекательным планарным решением с низкой стоимостью изготовления в массовом производстве. Однако для обеспечения высокого значения КУ такая решетка должна содержать большое число антенных элементов, что существенно усложняет систему подведения сигнала и увеличивает потери вплоть до нескольких децибел, особенно при использовании двух поляризаций.

Потери в подводящей системе могут быть существенно уменьшены за счет использования параллельной схемы возбуждения элементов антенной решетки [15]–[16], которая может быть реализована на печатной плате на основе поверхностных волноводов (Substrate Integrated Waveguides (SIW)) [17]. Основным недостатком использования параллельной схемы возбуждения является частотная зависимость положения основного луча диаграммы направленности, вызванная изменением набега фаз между соседними

элементами решетки при изменении рабочей частоты. Возможный путь решения проблемы частотного качания луча – использование симметричного возбуждения ветвей системы подведения сигнала [18]–[19]. В этом случае противоположные ветви позволяют компенсировать качание луча при изменении частоты, однако это приводит к уменьшению КУ антенны, что делает данное решение сравнительно узкополосным.

Еще одним подходом к уменьшению потерь в подводящей системе двумерной антенной решетки является ее реализация на основе полых металлических волноводов [20]. При этом отдельные антенные элементы могут быть реализованы на основе щелей или небольших рупорных антенн. Основной недостаток такого подхода – массивность волноводных элементов в рассматриваемом диапазоне частот, сложность изготовления, а также необходимость дополнительно обеспечивать переход с волноводного интерфейса на печатную линию передачи для интеграции с радиочастотным модулем систем связи.

Также может быть рассмотрена рефлекторная антенна, например антенна Кассегрена, с двухполяризационным первичным облучателем [21]. Следует отметить, что данный подход получил большое распространение в коммерческих реализациях высоконаправленных антенн рассматриваемого частотного диапазона за счет сравнительно простой конструкции и использования стандартного волноводного интерфейса на основе металлического волновода круглого или квадратного сечения, хотя такие коммерческие решения, как правило, имеют высокую стоимость. Один из недостатков антенн этого типа – эффект затенения излучающей апертуры вторичным отражателем. При этом, поскольку размер вторичного отражателя обычно слабо меняется с увеличением размера рефлектора (и, соответственно, с ростом КУ), то эффект затенения оказывает наибольшее влияние на антенны с умеренным значением КУ, которые рассматриваются в настоящей статье.

В рамках описываемого исследования в качестве основного подхода к реализации остронаправленной двухполяризационной антенны частотного диапазона 27.5...29.5 ГГц была выбрана интегрированная линзовая антенна (ИЛА) [22]– [24]. Такой выбор обусловлен рядом известных преимуществ ИЛА по сравнению с другими апертурными антеннами. В частности, в них отсутствует эффект затенения апертуры первичным облучателем (в отличие от антенн Кассегрена), а



Рис. 2. Ход лучей от первичного облучателя и фазовый фронт *Fig. 2.* Ray tracing from the primary radiator and phase front

также имеется возможность реализации первичного облучателя на печатной плате совместно с элементами радиочастотного тракта, что существенно упрощает разработку систем связи.

В общем случае ИЛА представляет собой однородную диэлектрическую линзу эллиптической (или квазиэллиптической) формы, в фокусе которой установлен первичный облучатель. Из законов геометрической оптики известно, что если эксцентриситет эллипсоида е удовлетворяет соотношению e = 1/n, где n – показатель преломления материала линзы, то геометрический и оптический фокусы эллипсоида совпадают. В этом случае излучение от первичного облучателя, прочерез границу раздела "диэлектрикходя свободное пространство", формирует плоский фазовый фронт и, соответственно, узкий луч диаграммы направленности (ДН) в дальней зоне (рис. 2). Таким образом, принцип фокусировки в ИЛА схож с таковым в классических рефлекторных антеннах и тонких линзах с вынесенным первичным облучателем. Нижняя часть линзы (цилиндрическое продолжение) не участвует в фокусировке излучения, поэтому ее форма может



быть адаптирована произвольным образом для облегчения интеграции линзовой антенны с корпусом радиорелейной станции.

Разработанная антенна состоит из полуэллиптической линзы диаметром D = 120 мм, выполненной из полиэтилена высокой плотности с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon = 2.3$ и низким значением тангенса угла диэлектрических потерь (tg $\delta = 2 \cdot 10^{-4}$) в рассматриваемом диапазоне частот, и первичного облучателя, интегрированного на плоское основание линзы в точке фокуса, как показано на рис. 3.

Конструкция и характеристики первичного облучателя. Важной задачей при разработке остронаправленной ИЛА является обеспечение эффективной засветки коллимирующей эллиптической поверхности линзы первичным облучателем [23], [25], [26]. Форма диаграммы направленности первичного облучателя в теле линзы определяет распределение амплитуды на ее излучающей поверхности и, соответственно, форму диаграммы направленности ИЛА в дальней зоне и значение ее КУ. Так, если первичный облучатель имеет в теле линзы широкую диаграмму направленности, то значительная часть излучаемой им мощности засвечивает не участвующее в формировании узкого луча диаграммы направленности ИЛА цилиндрическое продолжение (рис. 4, а). Это приводит к увеличению доли бокового и обратного излучения и уменьшению уровня главного луча диаграммы направленности.

Напротив, если первичный облучатель имеет узкую диаграмму направленности, то излучаемая им мощность концентрируется в центре эллиптической части линзы, уменьшая эффективную излучающую апертуру линзы, тем самым уменьшая КУ линзовой антенны (рис. 4, *б*). Таким образом, контролируя ширину диаграммы направленности



Fig. 4. Illumination of the lens collimating surface by the primary feed

первичного облучателя, можно обеспечить более эффективную засветку эллиптической поверхности линзы и, соответственно, увеличить КУ ИЛА.

Для определения принципиальной зависимости коэффициента направленного действия (КНД) ИЛА от ширины ДН ее первичного облучателя по уровню половинной мощности было использовано разработанное ранее специализированное программное обеспечение для расчета характеристик ИЛА, реализованное в среде МАТLАВ. Используемый метод расчета основан на гибридном методе, сочетающем принципы геометрической и физической оптики (ГО/ФО) [27]. При этом диаграмма направленности первичного облучателя в теле линзы считалась осесимметричной, а угловое распределение амплитуды напряженности электрического поля определялось по формуле

$$\left| \vec{E}_{\Pi,0} \left(\theta \right) \right| = E_0 \cos^{\gamma} \left(\theta \right)$$

где E_0 – амплитуда главного луча; θ – угол, отсчитываемый от оси линзы; γ – коэффициент, определяющий ширину диаграммы направленности первичного облучателя в теле линзы. Результаты расчета для линзы из термопластика диаметром D = 120 мм на центральной частоте рассматриваемого диапазона 28.5 ГГц представлены на рис. 5.

Из рисунка следует, что первичный облучатель с шириной диаграммы направленности 44...50° обеспечивает для выбранного типа линзы максимальное значение КНД, а следовательно, и КУ. Нужно отметить, что ширина диаграммы направленности первичного облучателя, обеспечивающая максимальный КУ ИЛА, не зависит от размера линзы, а только от ее материала и, следовательно, полученные результаты справедливы для линз любого размера (диаметром более 5–10 длин волн в свободном пространстве) и могут быть использо-



Рис. 5. Зависимость КНД ИЛА от ширины ДН первичного облучателя

Fig. 5. Dependence of ILA directivity on the radiation pattern width of the primary feed

ваны для дальнейших расчетов.

Наиболее подходящими для управления шириной диаграммы направленности являются волноводные первичные облучатели, в которых контроль ширины ДН осуществляется за счет управления размером раскрыва облучателя [23]. При этом важным аспектом разработки такого облучателя является осуществление электрического сопряжения волноводного раскрыва облучателя с интерфейсом на основе печатной линии передачи для прямого подключения к элементам радиочастотного тракта. Для решения этой задачи был использован подход, близкий к применяемому в ряде волноводно-микрополосковых переходов, – использование излучающей микрополосковой антенны в волноводном канале [28]–[31].

Первичный облучатель разработанной ИЛА основан на комбинации микрополосковой антенны и волноводного адаптера с раскрывом квадратного сечения 8.5 × 8.5 мм и адаптирован для использования с диэлектрической линзой в частотном диапазоне 27.5...29.5 ГГц. Структура и модель разработанного первичного облучателя представлены на рис. 6.

Первичный облучатель реализован на печатной плате, состоящей из пяти слоев диэлектрика (6 уровней металла). В качестве материала печатной платы был выбран высокочастотный ламинат Rogers RO4350B (диэлектрическая проницаемость ε=3.66) со связующим слоем Rogers RO4450B (ε=3.55). Основным излучающим элементом микрополосковой антенны является квадратный патч-излучатель. Возбуждение ортогональных линейных поляризаций осуществляется через соответствующие щели "Н"-формы, выполненные в одном из внутренних уровней металлизации печатной платы (рис. 6, б). Сигнал подводится с помощью микрополосковых линий с обратной от излучателя стороны печатной платы, что позволяет изолировать излучающий элемент от радиочастотного тракта системы связи. Остальные уровни металлизации платы в формировании структуры микрополосковой антенны не участвуют. Они предусмотрены для дальнейшей трассировки платы приемопередатчика с активными цепями и антенной.

Волноводный адаптер закрепляется между печатной платой и линзой и, благодаря оптимальным размерам его раскрыва, корректирует излучение патча для более равномерной засветки поверхности линзы и, как следствие, увеличения КУ ИЛА.



Рис. 6. Структура первичного облучателя с адаптером в разрезе (*a*); структура отдельной микрополосковой антенны (б); модель первичного облучателя (*в*)

Fig. 6. Structure of cross section of the primary feed with an adapter (a); structure of microstrip antenna (6); primary feed model (6)

Как видно из рис. 6, *a*, раскрыв адаптера содержит диэлектрическую согласующую вставку круглого сечения диаметром 3 мм и высотой 4.6 мм. Технологически такая вставка выполняется как выступ на плоском основании линзы в месте крепления адаптера и служит для улучшения согласования по импедансу диэлектрической линзы и волноводного адаптера [23].

Электродинамическое моделирование разработанного первичного облучателя ИЛА проведено в системе автоматизированного проектирования (САПР) CST Microwave Studio. При электродинамическом моделировании были учтены потери в диэлектрическом материале печатной платы на основе экспериментальных данных, представленных в [32], [33]. В частности, тангенс угла диэлектрических потерь задавался равным 0.005 диапазоне во всем исследуемом частот 27.5...29.5 ГГц. Кроме того, при моделировании учитывались потери в металлических проводниках за счет задания конечной проводимости и шероховатости медной фольги.

Результаты моделирования *S*-параметров первичного облучателя представлены на рис. 7. Следует отметить, что для определения характеристик разрабатываемого первичного облучателя в теле линзы при моделировании краевые условия и параметры окружающего пространства задавались таким образом, чтобы первичный облучатель излучал в среду (полупространство) с характеристиками материала диэлектрической линзы.

В соответствии с результатами электродинамического моделирования разработанный первичный облучатель согласован по уровню коэффициентов отражения для каждого из портов, соответствующих двум поляризациям, S_{11} и $S_{22} < -13$ дБ во всей рабочей полосе системы 27.5...29.5 ГГц. При этом уровень поляризационной развязки в полосе составляет более 35 дБ.

В теле линзы первичный облучатель обеспечивает близкие по форме ДН для каждой поляризации с КУ в пределах 10.8...11.5 дБи и эффективностью излучения не менее 96 % (или не менее – 0.2 дБ) во всем частотном диапазоне 27.5...29.5 ГГц. Полученные по результатам электродинамического моделирования сечения диаграммы направленности, сформированной в теле диэлектрической



Рис. 7. Результаты электродинамического моделирования разработанного первичного облучателя Fig. 7. Simulated characteristics of the primary feed



Рис. 8. Сечения диаграммы направленности первичного облучателя в теле диэлектрической линзы
 Fig. 8. Radiation pattern cross sections of the primary feed in the dielectric lens body

линзы, при возбуждении каждого из ортогональных портов разработанного первичного облучателя на центральной частоте 28.5 ГГц рассматриваемого частотного диапазона приведены на рис. 8. Сечения представлены в двух принципиальных плоскостях ($\phi = 0^{\circ}$ (сплошные линии) и $\phi = 90^{\circ}$ (штриховые линии)). Черный цвет – порт 1, серый цвет – порт 2.

По результатам моделирования получено, что первичный облучатель формирует в теле линзы диаграмму направленности с шириной по уровню половинной мощности 47...51° для каждой из ортогональных поляризаций, что находится в пределах оптимальных значений для достижения требуемых значений КУ ИЛА (см. рис. 5).

Экспериментальное исследование прототипа. Элементы разработанной линзовой антенны с двухполяризационным первичным облучателем были изготовлены для проведения экспериментальных исследований. Для подключения измерительного оборудования со стандартным волноводным интерфейсом WR-28 к микрополосковым линиям разработанного первичного облучателя в структуру печатной платы были добавлены волноводно-микрополосковые переходы зондового типа с волноводными заглушками [31]. Для того чтобы учесть влияние переходов и подводящих микрополосковых линий на характеристики двухполяризационной ИЛА, они были отдельно протестированы с помощью двусторонних переходов "волновод-микрополосковая линияволновод" (рис. 9). Структура печатной платы тестовых структур полностью идентична структуре платы, использованной для планарного первичного облучателя.

Двухсторонние тестовые структуры с различной длиной микрополосковой линии (15 и 25 мм) позволили экспериментально оценить погонные потери в микрополосковой линии и в последующем учесть их при определении характеристик отдельных переходов и характеристик разработанной ИЛА. Переходы согласованы по уровню коэффициента отражения $S_{11} < -20$ дБ в рассматриваемой полосе частот 27.5...29.5 ГГц. При этом потери на прохождение в отдельном переходе не более 0.4 дБ, а погонные потери в микрополосковой линии не более 0.7 дБ/см.

Фотографии печатной платы с планарным двухполяризационным первичным облучателем и волноводно-микрополосковыми переходами представлены на рис. 10, *а* и *б*.



Рис. 9. Двухсторонние структуры "волноводмикрополосковая линия-волновод" для тестирования характеристик волноводно-микрополосковых переходов *Fig. 9.* Back-to-back waveguide-microstrip line-waveguide structures for testing the of the waveguide-to-microstrip transition characteristics







в

Рис. 10. Фотографии: a – вид сверху печатной платы с двухполяризационным первичным облучателем; δ – вид снизу печатной платы с двухполяризационным первичным облучателем; e – вид волноводного адаптера *Fig. 10.* Photos: a – a top view of a printed circuit board with a dual-polarized primary radiator; δ – bottom view of the printed circuit board with a dual-polarized primary radiator; e – type of waveguide adapter

Фотография волноводного адаптера представлена на рис. 10, в. Адаптер содержит волноводный раскрыв первичного облучателя и волновода стандартного сечения WR-15, используемый для упрощения подключения измерительного оборудования. Для изготовления волноводного канала методом фрезеровки адаптер был разделен на 2 части, соединяющиеся посредине волноводного канала. При этом волноводный канал оказывается разделенным в *E*-плоскости, вдоль которой плотность электрического тока минимальна, и щели, возникающие при сопряжении металлических элементов, существенно не влияют на характеристики волновода.

Для измерения потерь в системе подведения двухполяризационной ИЛА использовалась специальная поляризационная вставка (рис. 11).

Поляризационная вставка крепится к антенному порту адаптера вместо линзы таким образом, что ее прямоугольный раскрыв широкой стенкой располагается перпендикулярно одной из подводящих линий первичного облучателя. Для этой микрополосковой линии и соответствующей ей поляризации излучающего патча адаптер согласован по коэффициенту отражения. При этом для сигналов ортогональной поляризации такая вставка является полностью отражающей.

результатов моделирования Сравнение (сплошная линия) и измерений (штриховая линия) первичного облучателя с системой подведения представлено на рис. 12 (черные линии – порт 1, серые – порт 2). Потери в подводящем антенного тракте (до порта) составляют 1.8...2 дБ. Таким образом, за вычетом потерь в волноводно-микрополосковых переходах и подводящих линиях, которые были оценены ранее при измерении двухсторонних тестовых структур, разработанный первичный облучатель совместно с адаптером вносит менее 0.4 дБ потерь.



Fig. 12. Distribution system insertion loss

На рис. 13 представлена фотография изготовленной диэлектрической линзы диаметром D = 120мм. Масса изготовленной линзы составляет 1.1 кг. Цилиндрическое продолжение линзы модифицировано для облегчения крепления адаптера и надежной фиксации в измерительной установке. Для этого в предварительно подготовленные при изготовлении линзы глухие отверстия на ее основании были установлены специальные резьбовые вставки. На плоском основании линзы реализован согласующий выступ с размерами, указанными на рис. 6, *а*.

S-параметры антенн измерялись с помощью векторного анализатора цепей Keysight N5224A PNA. При проведении измерений порты анализатора цепей подключались к соответствующим входным волноводным интерфейсам системы подведения сигнала с помощью высококачественных коаксиальных кабелей с малым уровнем внутренних потерь в сочетании с волноводнокоаксиальными переходами производства компании Mi-Wave. При измерениях ИЛА направлялась на стенд с радиопоглощающим материалом (РПМ), чтобы исключить переотражения от окружающего пространства. Сравнение измеренных (штриховые линии) и полученных посредством электродинамического моделирования (сплошные) S-параметров линзовой антенны показано на рис. 14.



Puc. 11. Поляризационная вставка *Fig. 11.* Polarizing insert



Рис. 13. Диэлектрическая линза *Fig. 13.* Dielectric lens



измерений S-параметров ИЛА Fig. 14. Comparison of simulated and measured S-parameters of ILA

На частотных зависимостях S-параметров присутствуют волнообразные искажения, которые отсутствуют в результатах моделировании отдельного первичного облучателя. Эти искажения вызваны переотражениями излучения от внутренней эллиптической поверхности линзы, которые по принципам геометрической оптики возвращаются в фокус эллипса, где расположен первичный облучатель. Наличие таких искажений не приводит к изменению среднего уровня коэффициентов отражения и изоляции. Из представленных данных видно, что достигнуто хорошее соответствие между результатами электродинамического моделирования и измерений. В частотном диапазоне 27.5...29.5 ГГц антенна обеспечивает уровень изоляции между кроссполяризованными портами более 37 дБ и уровень коэффициентов отражения S₁₁ S₂₂ не более -12 дБ.

Для измерения КУ и диаграммы направленности линзовой антенны с двойной поляризацией использовался измерительный стенд (рис. 15).

При измерениях линзовая антенна была закреплена в специальном удерживающем устройстве, расположенном на программно-управляемом поворотном позиционере. Расстояние между приемной (стандартный рупор) и передающей (ИЛА) антеннами выбрано равным 3.5 м для выполнения требования дальней зоны. Приемная рупорная антенна встроена в щель в экране из РПМ для исключения влияния переотражений в помещении и увеличения тем самым точности измерений.

Измерения диаграммы направленности ИЛА проведены отдельно для каждого из ортогональных портов в *E*- и *H*-плоскостях на трех ключевых частотах (27.5, 28.5 и 29.5 ГГц). При этом не использовавшийся порт антенны был подключен к согласованной волноводной нагрузке. Измеренные (штриховые линии) и полученные посредством электродинамического моделирования (сплошные линии) диаграммы направленности ИЛА на центральной частоте 28.5 ГГц для двух портов, соответствующих ортогональным поляризациям представлены на рис. 16 (черные линии – *E*-плоскость, серые – *H*-плоскость).

Как следует из представленных результатов, достигается хорошее соответствие измеренных и полученных с помощью полного электродинамического моделирования ДН как в области главного луча и значениях КУ, так и в области боковых лепестков. Сводные данные по измеренным и полученным с помощью моделирования (результаты указаны в скобках) характеристикам разработанной ИЛА представлена в табл. 1.



Puc. 15. Антенный измерительный стенд *Fig. 15.* Antenna measurement setup



Рис. 16. Измеренные и полученные посредством электродинамического моделирования ДН для порта 1 (*a*) и порта 2 (δ) *Fig. 16.* Measured and simulated radiation patterns for port 1 (*a*) and port 2 (δ)

Таблица 1. Характеристики диаграмм направленности разработанной ИЛА

Table 1. Radiation pattern characteristics of the developed ILA						
<i>f</i> , ГI	ц	Ширина луча, …°	КУ, дБи			
f, GHz		Beam width,°	Gain, dBi			
Hong 1	27.5	5.1 (5.1)	29.8 (29.8)			
Port 1	28.5	4.8 (4.9)	30.2 (30.2)			
	29.5	4.8 (4.8)	29.9 (30.3)			
Порт 2 Port 2	27.5	5.1 (5.1)	29.5 (29.7)			
	28.5	4.8 (4.9)	29.8 (30.1)			
	29.5	4.8 (4.8)	29.9 (30.3)			

Измеренные значения КУ разработанной ИЛА лежат в пределах 29.5...30.3 дБи для каждой из поляризаций, что хорошо согласуется с результатами электродинамического моделирования и предварительными оценками. При этом измеренный коэффициент использования поверхности разработанной антенны 71...79 %, что подтверждает эффективность засветки поверхности ИЛА разработанным первичным облучателем. Уровень первого бокового лепестка на всех измеренных частотах для каждой из поляризаций не превышает –15 дБ.

Сравнение характеристик разработанной ост-

ронаправленной ИЛА с двойной линейной поляризацией с различными конструкциями антенн, рассмотренными во введении, представлено в табл. 2. Видно, что разработанная антенна по совокупности параметров и характеристик превосходит в рассматриваемом частотном диапазоне 27.5...29.5 ГГц другие антенны с учетом возможности работы на двух ортогональных линейных поляризациях.

Заключение. Представлены результаты разработки, электродинамического моделирования и измерений ИЛА с планарным двухполяризационным первичным облучателем, предназначенной для использования в системах фиксированной "точка-точка" "точкарадиосвязи типа И многоточка" частотного диапазоне 27.5...29.5 ГГц. Антенна состоит из полуэллиптической линзы диаметром D = 120 мм, выполненной из термопластика с диэлектрической проницаемостью ε = 2.3 и низким значением тангенса угла диэлектрических потерь в рассматриваемом диапазоне частот, и первичного облучателя, интегрированного на плоское основание линзы в точке фокуса. Первичный облучатель разработанной ИЛА ос-

<i>Table 2.</i> Comparative table of the characteristics of the considered antennas							
Источник Source of literature	Частотный диапазон, ГГц Frequency range, GHz	КУ, дБи Gain, dBi	Работа на двух поляризациях Work on two polarizations	Интерфейс на основе печатных линий Printed Line Interface			
Настоящая работа This work	27.529.5	29.530.3	Дa/Yes	Да/Yes			
[12]	2832	22.5	Нет/No	Дa/Yes			
[13]	2630	19	Дa/Yes	Дa/Yes			
[14]	12.2512.75/ 1414.5	33.7	Да/Yes	Да/Yes			
[17]	26.929.2	22	Нет/No	Да/Yes			
[19]	23.525	20	Дa/Yes	Дa/Yes			
[20]	23.524.5	17.5	Нет/No	Het/No			
[22]	24.324.7	20.5	Het/No	Дa/Yes			
[23]	25	32.5	Het/No	Дa/Yes			
[25]	27.529.5	23.5	Дa/Yes	Нет/No			
[28]	3436	34	Дa/Yes	Нет/No			

Таблица 2. Сравнительная таблица характеристик рассмотренных антенн Table 2. Comparative table of the characteristics of the considered antennas

нован на комбинации микрополосковой антенны и волноводного адаптера с раскрывом квадратного сечения 8.5 × 8.5 мм. Размер раскрыва адаптера выбран с помощью аналитического метода, основанного на комбинации принципов геометрической и физической оптики для увеличения апертурной эффективности ИЛА и, следовательно, повышения ее КУ. Дополнительно для улучшения согласования по импедансу первичного облучателя и линзы раскрыв адаптера содержит диэлектрическую согласующую вставку круглого сечения, реализованную на плоском основании линзы.

По результатам измерений получено, что разработанная ИЛА в частотном диапазоне 27.5...29.5 ГГц обеспечивает уровень КУ в пределах 29.5...30.3 дБи для каждой из поляризаций, что достигается за счет высокой апертурной эффективности ИЛА (71...79 %) и малых потерь в системе подведения. При этом ширина основного луча по уровню половинной мощности составляет $4.8...5.1^{\circ}$, а уровень первого бокового лепестка не превышает -15 дБ. Система подведения сигнала к ИЛА выполнена на основе микрополосковых линий передачи и обеспечивает согласование по импедансу по уровню коэффициента отражения $S_{11} < -12$ дБ. Уровень изоляции между ортогональными антенными портами ИЛА не менее 37 дБ.

Разработанная ИЛА может быть успешно использована в системах радиосвязи частотного диапазона 27.5...29.5 ГГц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Решение ГКРЧ от 25.06.2007 № 07-21-01-001 "Об использовании полос радиочастот в диапазонах 1.5 ГГц и 28 ГГц радиоэлектронными средствами фиксированного беспроводного доступа гражданского назначения" (в ред. от 16.04.2014 № 14-23-09-2). URL: http://www.rfs-rf.ru/upload/medialibrary/fc3/018816.doc (дата обращения 22.02.2019)

2. Recommendation ITU-R F.748-4 (05/2001). Radiofrequency arrangements for systems of the fixed service operating in the 25, 26 and 28 GHz bands. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/f/R-REC-F.748-4-200105-!!!PDF-E.pdf (дата обращения 22.02.2019)

3. Harmonized European Standard ETSI EN 302 326-3 V1.3.1 (2008-02). Fixed Radio Systems; Multipoint Equipment and Antennas; Part 3: Harmonized EN covering the essential requirements of article 3.2 of the R&TTE Directive for Multipoint Radio Antennas. URL: https://www.etsi.org/deliver/ etsi_en/302300_302399/30232603/01.03.01_60/en_30232603 v010301p.pdf (дата обращения 22.02.2019)

4. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! / T. S. Rappaport, Sh. Sun, R. Mayzus, H. Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, F. Gutierrez // IEEE Access. 2013. Vol. 1, № 1. P. 335–349. doi: 10.1109/ACCESS.2013.2260813

5. Wells J. Faster than fiber: The future of multi-G/s wireless // IEEE Microwave Magazine. 2009. Vol. 10, iss. 3. P. 104–112. doi: 10.1109/MMM.2009.932081

6. Al-Hourani A., Chandrasekharan S., Kandeepan S. Path loss study for millimeter wave device-to-device communications in urban environment // IEEE Intern. Conf. on Communications Workshops (ICC), Sydney, Australia, 10–14 June 2014. Piscataway: IEEE. P. 102–107. doi: 10.1109/ICCW.2014.6881180

7. Recommendation ITU-R P.676-11 (09/2016) "Attenuation by atmospheric gases". URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.676-11-201609-I!!PDF-E.pdf (дата обращения 22.02.2019)

8. Qingling Z., Li J. Rain Attenuation in Millimeter Wave Ranges // 7th Intern. Symp. on Antennas, Propagation and

EM Theory, Guilin, China, 26–29 Oct. 2006. Piscataway: IEEE, 2006. P. 1–4. doi: 10.1109/ISAPE.2006.353538

9. Recommendation ITU-R P.838-3 (03/2005). Specific attenuation model for rain for use in prediction methods. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.838-3-200503-I!!PDF-E.pdf (дата обращения 22.02.2019)

10. Recommendation ITU-R P.837-7 (06/2017). Characteristics of precipitation for propagation modelling. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.837-7-201706-I!!PDF-E.pdf (дата обращения 22.02.2019)

11. Five Disruptive Technology Directions for 5G / F. Boccardi, R. W. Heath, A. Lozano, T. L. Marzetta, P. Popovski // IEEE Communications Magazine. 2014. Vol. 52, iss. 2. P. 74–80. doi: 10.1109/MCOM.2014.6736746

12. A 64-Element 28-GHz Phased-Array Transceiver With 52-dBm EIRP and 8–12-Gb/s 5G Link at 300 Meters Without Any Calibration / K. Kibaroglu, M. Sayginer, T. Phelps, G. M. Rebeiz // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2018. Vol. 66, iss. 12. P. 5796–5811. doi: 10.1109/TMTT.2018.2854174

13. Microstrip patch antenna arrays with fan-shaped 90 and 45-degree wide radiation patterns for 28 GHz MIMO applications / S. Churkin, A. Mozharovskiy, A. Artemenko, R. Maslennikov // 12th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP), London, UK, 9–13 April 2018. P. 1–5. doi: 10.1049/cp.2018.1204

14. A dual-polarized planar array antenna for Kuband satellite communications / M. Ohtsuk, T. Takahashi, Y. Konishi, S. Urasaki, K. Harada // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest. Antennas: Gateways to the Global Network. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting, Atlanta, USA, 21–26 June 1998. Piscataway: IEEE, 1998. P. 16–19. doi: 10.1109/APS.1998.698732

15. Diawuo H. A., Jung Y.-B. Broadband Proximity-Coupled Microstrip Planar Antenna Array for 5G Cellular Applications // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2018. Vol. 17, iss. 7. P. 1286–1290. doi: 10.1109/LAWP.2018.2842242 16. A planar dual-polarized microstrip 1Dbeamforming antenna array for the 24GHz ISM-band / G. F. Hamberger, A. Drexler, S. Trummer, U. Siart, T. F. Eibert // 10th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP), Davos, Switzerland, 10–15 April 2016. Piscataway: IEEE, 2016. P. 1–5. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481205

17. Zhang L., Li L., Yi H. Design of a Traveling Wave Slot Array on Substrate Integrated Waveguide for 24GHz Traffic Monitoring // Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conf. (CSQRWC), Xuzhou, China, 21–24 July 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 1–3. doi: 10.1109/CSQRWC.2018.8455559

18. A K-band series-fed microstip array antenna with low sidelobe for anticollision radar application / Y.-L. Chang, Y.-C. Jiao, L. Zhang, G. Chen, X. Qiu // Sixth Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation (APCAP), Xi'an, China, 16–19 Oct. 2017. Piscataway: IEEE, 2017. P. 1–3. doi: 10.1109/APCAP.2017.8420878

19. Center-fed traveling-wave microstrip array antenna using elliptically-shaped radiating elements in quasi millimeter-wave band / K. Sakakibara, K. Shida, Y. Mouri, N. Kikuma // IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, USA, 9–14 July 2017. Piscataway: IEEE, 2017. P. 2609– 2610. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8073347

20. 28 GHz waveguide antennas with fan-shaped patterns for base stations MIMO applications / A. Mozharovskiy, S. Churkin, A. Artemenko, R. Maslennikov // 12th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP), London, UK, 9–13 April 2018. P. 1–5. doi: 10.1049/cp.2018.0373

21. Dufilie P. A. A Ka-band Dual-Pol Monopulse Shaped Reflector Antenna // IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Boston, USA, 8–13 July 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 1717–1718. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608180

22. Filipovic D. F., Gearhart S. S., Rebeiz G. M. Double-Slot Antennas on Extended Hemispherical and Elliptical Silicon Dielectric Lenses // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1993. Vol. 41, № 10. P. 1738–1749. doi: 10.1109/22.247919

23. Millimeter-Wave Electronically Steerable Integrated Lens Antennas for WLAN/WPAN Applications / A. Artemenko, A. Maltsev, A. Mozharovskiy, A. Sevastyanov, V. Ssorin // IEEE Transactions on Antennas Propagation. 2013. Vol. 61. P. 1665–1671. doi: 10.1109/TAP.2012.2232266

24. High gain millimeter-wave lens antennas with improved aperture efficiency / A. Mozharovskiy, A. Artemenko, V. Ssorin, R. Maslennikov, A. Sevastyanov // 9th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, Portugal, 13–17 April 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 1–5.

25. Boriskin A. V., Sauleau R., Nosich A. I. Performance of Hemielliptic Dielectric Lens Antennas With Optimal Edge Illumination // IEEE Transactions on Antennas Propagation. 2009. Vol. 57, № 7. P. 2193–2198. doi: 10.1109/TAP.2009.2021979

26. Разработка и оптимизация антенной решетки облучателей для сканирующей линзовой антенны частотного диапазона 71–76 ГГц / В. Д. Голубь, А. С. Мысков, А. В. Можаровский, А. А. Артеменко, Р. О. Масленников // Тр. конф. "Антенны и распространение радиоволн". СПб., 2018. С. 112–116.

27. Эффективный метод расчета характеристик интегрированных линзовых антенн на основе приближений геометрической и физической оптик / А. В. Можаровский, А. А. Артеменко, А. А. Мальцев, Р. О. Масленников, А. Г. Севастьянов, В. Н. Ссорин // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 6. С. 492–504.

28. Wideband aperture coupled stacked patch type microstrip to waveguide transition for V-band / H. Y. Lee, D. S. Jun, S. E. Moon, E. K. Kim, J. H. Park, K. H. Park // IEEE Proc. of Asia-Pacific Microwave Conf., Yokohama, Japan, 12–15 Dec. 2006. Picataway: IEEE, 2006. P. 360–362. doi: 10.1109/APMC.2006.4429440

29. Волноводно-микрополосковый переход в частотном диапазоне 60 ГГц / А. А. Артеменко, Р. О. Масленников, А. Г. Севастьянов, В. Н. Ссорин // 19-я Междунар. Крымская конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии", 2009. С. 505–506.

30. Design of wideband waveguide to microstrip transition for 60 GHz frequency band / A. Artemenko, A. Maltsev, R. Maslennikov, A. Sevastyanov, V. Ssorin // Proc. of 41st European Microwave Conf. (EuMC), Manchester, UK, 10–13 Oct. 2011. Piscataway: IEEE, 2011. P. 838–841. doi: 10.23919/EuMC.2011.6101966

31. Wideband Probe-Type Waveguide-to-Microstrip Transition for V-band Applications / O. Soykin, A. Artemenko, V. Ssorin, A. Mozharovskiy, R. Maslennikov // Proc. of 46th European Microwave Conf. (EuMC), London, UK, 4–6 Oct. 2016. Piscataway: IEEE, 2016. P. 1–4. doi: 10.1109/EuMC.2016.7824262

32. Felbecker R., Keusgen W., Peter M. Estimation of Permittivity and Loss Tangent of High Frequency Materials in the Millimeter Wave // IEEE Intern. Conf. on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COM-CAS), Tel Aviv, Israel, 7–9 Nov. 2011. Piscataway: IEEE, 2011. P. 1–8. doi: 10.1109/COMCAS.2011.6105829

33. Horn A. Dielectric constant and loss of selected grades of Rogers high frequency circuit substrates from 1-50 GHz. Rogers Corporation Technical Report 5788, 2003.

Можаровский Андрей Викторович – инженер (2011) по специальности "Информационные системы и технологии" (ННГУ им. Н. И. Лобачевского, г. Нижний Новгород). Соискатель кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ". Старший инженер по СВЧ-устройствам и антенной технике ООО "Радио Гигабит". Автор 27 научных публикаций. Сфера интересов – различные антенно-фидерные устройства миллиметрового диапазона длин волн, включая печатные, волноводные и линзовые антенны и антенные решетки; планарные и волноводные дуплексирующие устройства и фильтры.

E-mail: andrey.mozharovskiy@radiogigabit.com

REFERENCES

1. Decision of The State Commission for Radio Frequencies 25.06.2007 no 07-21-01-001. About the use of radio frequency bands in the 1.5 GHz and 28 GHz bands by radio electronic means of fixed civil access for civilian use. Available at: http://www.rfs-rf.ru/upload/medialibrary/fc3/018816.doc (accessed: 22.02.2019) (In Russ.)

2. Recommendation ITU-R F.748-4 (05/2001). Radiofrequency arrangements for systems of the fixed service operating in the 25, 26 and 28 GHz bands. Available at: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/f/R-REC-F.748-4-200105-I!!PDF-E.pdf (accessed: 22.02.2019)

3. Harmonized European Standard ETSI EN 302 326-3 V1.3.1 (2008-02). Fixed Radio Systems; Multipoint Equipment and Antennas; Part 3: Harmonized EN covering the essential requirements of article 3.2 of the R&TTE Directive for Multipoint Radio Antennas. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302300_302399/302 32603/01.03.01_60/en_30232603v010301p.pdf (accessed: 22.02.2019)

4. Rappaport T. S., Sun Sh., Mayzus R., Zhao H., Azar Y., Wang K., Wong G. N., Schulz J. K., Samimi M., Gutierrez F. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! IEEE Access. 2013, vol. 1, no. 1, pp. 335–349. doi: 10.1109/ACCESS.2013.2260813

5. Wells J. Faster than fiber: The future of multi-G/s wireless. IEEE Microwave Magazine. 2009, vol. 10, iss. 3, pp. 104–112. doi: 10.1109/MMM.2009.932081

6. Al-Hourani A., Chandrasekharan S., Kandeepan S. Path loss study for millimeter wave device-to-device communications in urban environment. IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC). 10-14 June 2014. Sydney, Australia. 2014. Piscataway, IEEE, pp. 102–107. doi: 10.1109/ICCW.2014.6881180

7. Recommendation ITU-R P.676-11 (09/2016) "Attenuation by atmospheric gases". Available at: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.676-11-201609-I!!PDF-E.pdf (accessed: 22.02.2019)

8. Qingling Z., Li J. Rain Attenuation in Millimeter Wave Ranges. 7th Intern. Symp. on Antennas, Propagation and EM Theory. 26–29 Oct. 2006. Guilin, China. Piscataway, IEEE, 2006, pp. 1–4. doi: 10.1109/ISAPE.2006.353538

9. Recommendation ITU-R P.838-3 (03/2005). Specific attenuation model for rain for use in prediction methods. Available at: https://www.itu.int/dms_pubrec/itur/rec/p/R-REC-P.838-3-200503-I!!PDF-E.pdf (accessed: 22.02.2019)

10. Recommendation ITU-R P.837-7 (06/2017). Characteristics of precipitation for propagation modelling. Available at: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.837-7-201706-IIIPDF-E.pdf (accessed: 22.02.2019)

11. Boccardi F., Heath R. W., Lozano A., Marzetta T. L., Popovski P. Five Disruptive Technology Directions for 5G. IEEE Communications Magazine, 2014, vol. 52, iss. 2, pp. 74–80. doi: 10.1109/MCOM.2014.6736746

12. Kibaroglu K., Sayginer M., Phelps T., Rebeiz G. M. A 64-Element 28-GHz Phased-Array Transceiver With 52dBm EIRP and 8–12-Gb/s 5G Link at 300 Meters Without Any Calibration. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2018, vol. 66, iss. 12, pp. 5796–5811. doi: 10.1109/TMTT.2018.2854174

13. Churkin S., Mozharovskiy A., Artemenko A., Maslennikov R. Microstrip patch antenna arrays with fan-shaped 90 and 45-degree wide radiation patterns for 28 GHz MIMO applications. 12th European Conf. on Antennas and Propagation (EuCAP). 9-13 April 2018. London, UK. 2018, pp. 1–5. doi: 10.1049/cp.2018.1204

14. Ohtsuk M., Takahashi T., Konishi Y., Urasaki S., Harada K. A dual-polarized planar array antenna for Kuband satellite communications. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest. Antennas: Gateways to the Global Network. Held in conjunction with: USNC/URSI National Radio Science Meeting. 21–26 June 1998. Atlanta, USA. Piscataway, IEEE, 1998, pp. 16–19. doi: 10.1109/APS.1998.698732

15. Diawuo H. A., Jung Y.-B. Broadband Proximity-Coupled Microstrip Planar Antenna Array for 5G Cellular Applications. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2018, vol. 17, iss. 7, pp. 1286–1290. doi: 10.1109/LAWP.2018.2842242

16. Hamberger G. F., Drexler A., Trummer S., Siart U., Eibert T. F. A planar dual-polarized microstrip 1Dbeamforming antenna array for the 24GHz ISM-band. 10th European Conf. on Antennas and Propagation (Eu-CAP). 10-15 April 2016. Davos, Switzerland. Piscataway, IEEE, 2016, pp. 1–5. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481205

17. Zhang L., Li L., Yi H. Design of a Traveling Wave Slot Array on Substrate Integrated Waveguide for 24GHz Traffic Monitoring. Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC). 21–24 July 2018. Xuzhou, China. Piscataway, IEEE, 2018, pp. 1–3. doi: 10.1109/CSQRWC.2018.8455559

18. Chang Y.-L., Jiao Y.-C., Zhang L., Chen G., Qiu X. A K-band series-fed microstip array antenna with low sidelobe for anticollision radar application. Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP). 16-19 Oct. 2017. Xi'an, China. Piscataway, IEEE, 2017, pp. 1–3. doi: 10.1109/APCAP.2017.8420878

19. Sakakibara K., Shida K., Mouri Y., Kikuma N. Center-fed traveling-wave microstrip array antenna using elliptically-shaped radiating elements in quasi millimeter-wave band. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting. 9-14 July 2017. San Diego, USA. Piscataway, IEEE, 2017, pp. 2609–2610. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8073347

20. Mozharovskiy A., Churkin S., Artemenko A., Maslennikov R. 28 GHz waveguide antennas with fanshaped patterns for base stations MIMO applications. 12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). 9-13 April 2018. London, UK. 2018, pp. 1–5. doi: 10.1049/cp.2018.0373

21. Dufilie P. A. A Ka-band Dual-Pol Monopulse Shaped Reflector Antenna. IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting. 8-13 July 2018. Boston, USA. Piscataway, IEEE, 2018, pp. 1717–1718. doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8608180

22. Filipovic D. F., Gearhart S. S., Rebeiz G. M. Double-Slot Antennas on Extended Hemispherical and Elliptical Silicon Dielectric Lenses. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1993, vol. 41, no. 10, pp. 1738–1749. doi: 10.1109/22.247919

23. Artemenko A., Maltsev A., Mozharovskiy A., Sevastyanov A., Ssorin V. Millimeter-Wave Electronically Steerable Integrated Lens Antennas for WLAN/WPAN Applications. IEEE Transactions on Antennas Propagation. 2013, vol. 61, pp. 1665–1671. doi: 10.1109/TAP.2012.2232266

24. Mozharovskiy A., Artemenko A., Ssorin V., Maslennikov R., Sevastyanov A. High gain millimeterwave lens antennas with improved aperture efficiency. 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). 13-17 April 2015, Lisbon, Portugal. Piscataway, IEEE, 2015, pp. 1–5.

25. Boriskin A. V., Sauleau R., Nosich A. I. Performance of Hemielliptic Dielectric Lens Antennas With Optimal Edge Illumination. IEEE Transactions on Antennas Propagation. 2009, vol. 57, no. 7, pp. 2193–2198. doi: 10.1109/TAP.2009.2021979

26. Golub' V. D., Myskov A. S., Mozharovskii A. V., Artemenko A. A., Maslennikov R. O. *Razrabotka i optimizatsiya antennoi reshetki obluchatelei dlya skaniruyushchei linzovoi antenny chastotnogo diapazona* 71–76 GGts [Development and optimization of the antenna array of irradiators for a scanning lens antenna of the frequency range 71-76 GHz]. Conference Proc. Antennas and the Distribution of Radio Waves. St. Petersburg, 2018, pp. 112–116 (In Russ.)

27. Mozharovskii A. V., Artemenko A. A., Mal'tsev A. A., Maslennikov R. O., Sevast'yanov A. G., Ssorin V. N. An effective method for calculating the characteristics of integrated lens antennas based on geometrical and physical optical approximations. Radiophysics and Quantum Electronics. 2015, vol. 58, no. 6, pp. 492–504. (In Russ.)

28. Lee H. Y., Jun D. S., Moon S. E., Kim E. K., Park J. H., Park K. H. Wideband aperture coupled stacked patch type microstrip to waveguide transition for V-band. IEEE Proc. of Asia-Pacific Microwave Conf. 12-15 Dec. 2006. Yokohama, Japan. Picataway, IEEE, 2006, pp. 360–362. doi: 10.1109/APMC.2006.4429440

29. Artemenko A. A., Maslennikov R. O., Sevast'yanov A. G., Ssorin V. N. *Volnovodno-mikropoloskovyi perekhod v chastotnom diapazone 60 GGts* [Waveguide-microstrip junction in the 60 GHz frequency range]. 19th Intern. Crimean Conf. Microwave Engineering and Telecommunication Technologies, 2009, pp. 505–506. (In Russ.)

30. Artemenko A., Maltsev A., Maslennikov R., Sevastyanov A., Ssorin V. Design of wideband waveguide to microstrip transition for 60 GHz frequency band. Proc. of 41st European Microwave Conf. (EuMC). 10-13 Oct. 2011. Manchester, UK. Piscataway, IEEE, 2011, pp. 838–841. doi: 10.23919/EuMC.2011.6101966

31. Soykin O., Artemenko A., Ssorin V., Mozharovskiy A., Maslennikov R. Wideband Probe-Type Waveguide-to-Microstrip Transition for V-band Applications. Proc. of 46th European Microwave Conf. (EuMC). 4-6 Oct. 2016. London, UK. Piscataway, IEEE, 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/EuMC.2016.7824262

32. Felbecker R., Keusgen W., Peter M. Estimation of Permittivity and Loss Tangent of High Frequency Materials in the Millimeter Wave. IEEE Intern. Conf. on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS). 7-9 Nov. 2011. Tel Aviv, Israel. Piscataway, IEEE, 2011, pp. 1–8. doi: 10.1109/COMCAS.2011.6105829

33. Horn A. Dielectric constant and loss of selected grades of Rogers high frequency circuit substrates from 1-50 GHz. Rogers Corporation Technical Report 5788, 2003.

Andrey V. Mozharovskiy Engineer (2011) in Information Systems and Technologies (Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod). Doctoral candidate of the Department of micro radio electronics and radio technology of Saint Petersburg Electro-technical University "LETI". Senior microwave systems and antennas engineer in LLC "Radio Gigabit". The author of 27 scientific publications. Area of expertise: various millimeter wavelength range antenna and feeding systems, including printed, waveguide and lens antennas and antenna arrays; planar and waveguide duplexing devices and filters.

E-mail: andrey.mozharovskiy@radiogigabit.com https://orcid.org/0000-0002-9827-6720



РАДИОЛОКАЦИЯ И РАДИОНАВИГАЦИЯ RADIOLOCATION AND RADIO NAVIGATION

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-3-63-73 УДК 621.396.96

> *М. А. Бородин*[™], *В. Н. Михайлов, П. А. Филиппова* Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ДОПЛЕРОВСКОГО СПЕКТРА СИГНАЛА, РАССЕЯННОГО МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ, ПРИ СКОЛЬЗЯЩИХ УГЛАХ ОБЛУЧЕНИЯ

Аннотация

Введение. Доплеровский спектр сигналов, рассеиваемых морской поверхностью и принимаемых радиолокатором, используется в различных задачах океанологии и экологического мониторинга. Существующие модели доплеровского спектра сигналов имеют ограниченное применение, поскольку получены на основе эмпирических данных в меняющихся условиях. Изменчивость условий наблюдения наиболее существенно влияет на рассеяние радиоволн на морской поверхности при характерном для морской радиолокации скользящем облучении.

Цель исследования. Разработка математической модели доплеровского спектра сигналов при скользящих углах облучения морской поверхности для сантиметрового диапазона длин волн.

Материалы и методы. Рассмотрена двумерная задача рассеяния электромагнитного поля на цилиндрической детерминированной поверхности. Для генерации реализаций морской поверхности использована линейная модель с пространственным спектром морского волнения Эльфохейли. Получено решение задачи рассеяния для случая вертикальной поляризации падающего электромагнитного поля методом интегрального уравнения с контролем погрешности расчета. Методом статистических испытаний проведено математическое моделирование доплеровского спектра сигналов, рассеиваемых морской поверхностью. Рассмотрен случай, когда направление облучения морской поверхности радиолокатором перпендикулярно направлению ветра. Для каждой из сгенерированных реализаций морской поверхности рассчитано электромагнитное поле, рассеиваемое в направлении на приемник радиолокатора, как функция времени. Далее по совокупности временных реализаций рассеянного поля вычислена реализация доплеровского спектра сигналов.

Результаты. По совокупности реализаций доплеровского спектра получена его математическая модель, содержащая детерминированную и случайную составляющие. Предложена аппроксимация каждой из указанных составляющих; приведены математические выражения для их расчета. Приведен анализ результатов моделирования.

Заключение. Полученную математическую модель доплеровского спектра предположено использовать для разработки алгоритмов оценки по принятым радиолокационным сигналам состояния морской поверхности и наличия на ней загрязняющих веществ.

Ключевые слова: радиолокация; доплеровский спектр сигнала; моделирование; рассеяние радиоволн; морская поверхность; скользящий угол облучения

Для цитирования: Бородин М. А., Михайлов В. Н., Филиппова П. А. Математическая модель доплеровского спектра сигнала, рассеянного морской поверхностью, при скользящих углах облучения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 63–73. https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-3-63-73

Источник финансирования. Инициативная работа.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 22.02.2019; принята к публикации 20.05.2019; опубликована онлайн 27.06.2019

© Бородин М. А., Михайлов В. Н., Филиппова П. А., 2019



Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Mikhail A. Borodin[⊠], Vyacheslav N. Mikhaylov, Polina A. Filippova

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" 5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

DOPPLER SPECTRUM MATHEMATICAL MODEL OF SIGNAL SCATTERING FROM SEA SURFACE AT LOW GRAZING ANGLES

Abstract

Introduction. Doppler spectra of signals which are scattered from sea surface and received by radar is used in oceanology and ecological monitoring applications. Existing models of Doppler spectra have the limitation of application because they are based on empirical data in changing conditions. Variability of the observation conditions critically influence on microwaves scattering by sea surface at low grazing angles which is typical for marine radiolocations. **Objective.** The goal of investigation proposed in this article is to develop the mathematical model of Doppler spectra at low grazing angles for microwave frequency range.

Materials and methods. The two-dimensional problem of the scattering of an electromagnetic field on a cylindrical deterministic surface is considered. For generating of sea surface realizations is used linear model with spatial sea spectrum Elfohaily. The solution of the scattering problem is obtained for the case of vertical polarization of the incident electromagnetic field by the method of an integral equation with the control of the error of the solution. The mathematical modeling of the Doppler Spectrum of signal scattered by sea surface is produced by method of statistical trial. The case where the direction of the observation of the sea surface by radar is perpendicular to the direction of the wind is considered. The electromagnetic field scattered in the direction of the radar receiver as a function of time is calculated for each generated sea surface realizations. Further, the set of variables of the implementation of scattered field is calculated for implementation of the Doppler spectrum.

Results. The set of implementations of the Doppler spectrum provided its mathematical model with consist of deterministic and random component. The approximation of each aforesaid component is suggested and mathematical expressions for value component calculation are presented. The analyze of modeling result is produced.

Conclusion. The developed mathematical model is offered to use for the design of algorithm sea surface condition estimation and pollutant detection using the signal which received by radar.

Key words: Radiolocation; Doppler spectrum of signal; modeling; radio wave scattering; sea surface; grazing angle of illumination

For citation: Borodin M. A., Mikhaylov V. N., Filippova P. A. Doppler spectrum mathematical model of signal scattering from sea surface. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 63–73. https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-3-63-73

Acknowledgements. Initiative work.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 22.02.2019; accepted 20.05.2019; published online 27.06.2019

Радиолокационные станции (РЛС) сантиметрового диапазона длин волн широко используются при дистанционных исследованиях морской поверхности [1]–[4]. К преимуществам дистанционного зондирования океана с помощью РЛС относят всепогодность и независимость от времени суток, а также возможность размещения РЛС как на стационарных объектах, так и на подвижных носителях. Перечисленные преимущества РЛС обеспечивают возможность за относительно короткие временные интервалы получать информацию о состоянии морской поверхности, что крайне важно для оперативного анализа экологической ситуации исследуемой акватории. Доплеровский спектр сигналов (ДСС), принятых РЛС, используется для определения исследуемых характеристик морской поверхности (волнения, скорости и направления приводного ветра), а также при выполнении экологического мониторинга морской поверхности при обнаружении участков ее загрязнения продуктами биологического и небиологического (нефтяные пленки) происхождения [1]–[5].

На отражение сигнала от морской поверхности влияют скорость и направление ветра у поверхности воды, его продолжительность, протяженность области ветрового разгона, наличие загрязнений (например пленок нефти), а также местные условия погоды [6], [7]. Кроме того, существуют трудности проведения точной калибровки сигнала, отраженного от морской поверхности [6].

Основой для интерпретации результатов экспериментальных исследований стала теория рассеяния радиоволн на взволнованной морской поверхности, в рамках которой выделяют резонансный (брэговский) и нерезонансный виды рассеяния [2]–[7].

В настоящее время для сантиметрового диапазона длин волн известны эмпирические математические модели, представляющие собой формулы ДСС, усредненного по множеству реализаций, для ракурсов облучения по направлению действия ветра и в противоположном направлении [5].

Математические модели ДСС для ракурса облучения поперек направления действия ветра для интересующего диапазона длин волн в научной литературе авторам найти не удалось. В [4] представлены лишь частные реализации ДСС для указанного ракурса облучения.

Разработка алгоритмов решения обратной задачи – восстановления характеристик морской поверхности по принятым РЛС сигналам при малых углах скольжения – требует сведений не только об усредненном по множеству реализаций ДСС. В частности, необходима вероятностная модель, позволяющая генерировать реализации ДСС в соответствии с задаваемыми параметрами и с оценкой погрешности решения задачи рассеяния.

Развитие теории дифракции радиоволн на морской поверхности при скользящих углах облучения дает возможность создания новых математических моделей ДСС для участков этой поверхности, размер которых определяется разрешающей способностью РЛС по пространству, а также для различных значений скорости ветра и направления его действия над морской поверхностью.

Цель настоящей статьи – разработка математической модели ДСС при скользящих углах облучения морской поверхности для сантиметрового диапазона длин волн, характерного для РЛС, применяемых для задач океанологии и экологического мониторинга.

Для разработки указанной математической модели ДСС необходимо выполнить следующие этапы:

 выбрать математическую модель взволнованной морской поверхности;

 выбрать метод решения задачи рассеяния радиоволн на генерируемых реализациях морской поверхности; выполнить математическое моделирование процесса рассеяния радиоволн сантиметрового диапазона при скользящих углах облучения методом статистических испытаний;

 обработать данные моделирования и сформировать математическую модель ДСС, рассеянных морской поверхностью.

Разрабатываемая математическая модель ДСС будет формироваться для ракурса облучения поперек направления действия ветра, что имеет практический интерес и подробно в научной литературе не освещалось.

Модель морской поверхности. Для описания морской поверхности существуют различные модели – линейные и нелинейные, учитывающие пространственный спектр морского волнения [10]–[13].

В рамках линейной модели морская поверхность представляется суммой пространственных гармоник, амплитуды которых есть независимые гауссовские случайные величины с дисперсиями, зависящими от волнового числа в радиальном спектре морских волн. Обзор наиболее распространенных нелинейных моделей морской поверхности представлен в [9]–[11].

В качестве пространственного спектра морского волнения выбираем спектр Эльфохейли, позволяющий более точно по сравнению с другими моделями спектров учитывать вклад гравитационно-капиллярных и капиллярных волн в морское волнение [12], [13].

Ввиду достаточного сложного математического описания процесса разрушения морской волны и образования пены, характерных для больших скоростей ветра, в дальнейшем будем использовать линейную модель одномерной морской поверхности как более простую в реализации и справедливую для небольших скоростей ветра. Математические выражения, необходимые для генерации реализаций морской поверхности, приведены в [9]–[11].

Решение задачи рассеяния. Для формирования математической модели ДСС от взволнованной морской поверхности при скользящих углах облучения необходимо иметь сведения о поле, отраженном в направлении к РЛС. Для получения таких сведений необходимо решить задачу дифракции радиоволн на морской поверхности.

Ранее для получения характеристик сигналов, рассеянных морской поверхностью, использовалась так называемая двухмасштабная модель, в рамках которой рассеянное поле состояло из двух слагаемых [14]–[16]. Первое слагаемое отвечает за рассеяние на крупномасштабных неровностях морской поверхности (гравитационные волны) и определяется по методу Кирхгофа. Второе слагаемое отвечает за рассеяние на мелкомасштабных неровностях морской поверхности (рябь) и рассчитывается согласно методу возмущений. Однако для скользящих углов облучения получаемые по двухмасштабной модели результаты значительно расходились с экспериментальными. Кроме того, погрешность получаемого решения никак не оценивалась.

Для преодоления указанных затруднений и в связи с интенсивным развитием компьютерной техники получил широкое распространение метод интегрального уравнения (МИУ), который не только представляет собой эффективное средство теоретического исследования задач дифракции, но и используется для получения численных алгоритмов решения достаточно широкого класса подобных задач [13]–[15]. Кроме того, указанный метод относится к строгим численным методам решения задачи дифракции, поскольку получаемые решения удовлетворяют уравнениям Максвелла. Также МИУ можно использовать для скользящих углов облучения. В рамках данного метода выделяют следующие интегральные уравнения [17]-[19]:

$$\mathbf{E}_{\Pi}(r) = \int_{S} \frac{\partial \mathbf{E}(r')}{\partial n'} G(r, r') dS'; \tag{1}$$

$$\mathbf{H}(r) = 2\mathbf{H}_{\Pi}(r) + 2\int_{S} \mathbf{H}(r') \frac{\partial G(r, r')}{\partial n'} dS', \quad (2)$$

где $\mathbf{E}_{\Pi}(r)$, $\mathbf{H}_{\Pi}(r)$ – напряженности падающего электрического и магнитного полей соответственно; $\mathbf{E}(r)$, $\mathbf{H}(r)$ – напряженности полного электрического и магнитного полей на поверхности *S* соответственно; G(r, r') – функция Грина; n' – внешняя нормаль к поверхности *S*; r – точка наблюдения; r' – точка интегрирования.

Рассмотрим двумерную задачу рассеяния электромагнитного поля на цилиндрической детерминированной шерховатой поверхности *S*. В морской радиолокации при скользящих углах облучения характерен случай, когда продольный размер освещенной области морской поверхности, существенный для рассеяния радиоволн, значительно превышает поперечный. Таким образом, допущение о двухмерности решаемой задачи рассеяния правомерно.



Рис. 1. Геометрические характеристики шероховатой поверхности *Fig. 1.* Geometrical characteristics of a rough surface

Вид шероховатой поверхности и характеризующие задачу геометрические характеристики показаны на рис. 1. Источник и приемник электромагнитной волны расположены в точке *А*. Падающая электромагнитная волна характеризуется напряженностями электрического поля \mathbf{E}_{Π} , магнитного поля \mathbf{H}_{Π} , а также волновым вектором \mathbf{K}_{Π} ; рассеянная волна – напряженностями электрического \mathbf{E}_{p} и магнитного \mathbf{H}_{p} полей, а также волновым вектором \mathbf{K}_{p} . Ось 0*Z* системы координат перпендикулярна плоскости падения электромагнитной волны. Морская поверхность облучается под углом θ_{Π} , рассеяние электромагнитной энергии происходит под углом θ_{p}^{*} .

Выбор вертикальной поляризации падающего поля обоснован тем, что работа РЛС на указанной поляризации обеспечивает большее по сравнению с горизонтальной поляризацией значение удельной эффективной площади рассеяния морской поверхности при скользящем облучении и наиболее часто используется в морских РЛС, выполняющих океанологические исследования [16].

Для построения численного решения интегрального уравнения оно сводится к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) с неизвестными, представляющими собой коэффициенты разложения искомого решения по выбранным базисным функциям [17]–[18].

При решении сгенерированная реализация морской поверхности разбивается на *N* сегментов, в пределах каждого из которых для представления искомого решения (плотности поверхностного тока) используется кусочно-постоянная базисная функция. Использование функции такого вида позволяет получить наиболее простой численный алгоритм решения задачи [17]–[18].

^{*} Угол облучения принято измерять от невозмущенной морской поверхности, угол рассеяния – от нормали к этой поверхности.

В настоящей статье для решения задачи рассеяния использовано интегральное уравнение (2); аналогичное решение можно также получить, используя (1).

Пусть в результате решения СЛАУ необходимо определить N неизвестных коэффициентов разложения искомого решения. Запишем СЛАУ в матричном виде [17]–[19]:

$$A\mathbf{J} = \mathbf{H}_{1\Pi},\tag{3}$$

где A – матрица импеданса с размерами $N \times N$; **J** – вектор-столбец плотности поверхностного тока размером N; **H**_{1п} – вектор-столбец напряженности падающего поля размером N.

Элементы матрицы импеданса при вертикальной поляризации вычислялись по формулам [17], [20]

$$A(m, n) = \begin{cases}
-\frac{ik\Delta x}{4}H_{1}^{(1)}(kR_{mn}) \times \\
\times \left[\frac{y(x_{m}) - y(x_{n}) - y'(x_{n})(x_{m} - x_{n})}{R_{mn}}\right], \\
\frac{1}{2} - \frac{\Delta xy''(x_{m})}{4\pi l_{y}(x_{m})} + \\
+ \frac{k\Delta x l_{y}(x_{m})}{4} \left[1 + \frac{2i}{\pi} \ln\left(\frac{k\Delta x l_{y}(x_{m})}{4}\right)\right], \\
m = n,
\end{cases}$$
(4)

где *m* – индекс точки наблюдения; *n* – индекс точки интегрирования $(m, n = \overline{1, N})^*$; *i* – мнимая единица; *k* – волновое число; Δx – длина одного сегмента морской поверхности; $H_1^{(1)}$ – функция Ханкеля первого рода первого порядка;

$$R_{mn} = \sqrt{\left[y(x_m) - y(x_n)\right]^2 + (x_m - x_n)^2}; \quad (5)$$

у', *у*" – первая и вторая производные ординаты морской поверхности по ее абсциссе;

$$l_{y}(x_{m}) = \sqrt{1 + \left[y'(x_{m})\right]^{2}}.$$
(6)

Для устранения краевых токов на границах рассматриваемого участка поверхности размещаются виртуальные резистивные вставки, представляющие собой плоские участки поверхности заданной длины L_r с переменным сопротивлением $R_0(x)$ [19]:

$$R_{0}(x) = \begin{cases} 0, \ |x| < L_{t}/2; \\ Z_{0}\left(\frac{0.5L - |x|}{L_{r}}\right)^{4}, \ L_{t}/2 < |x| \le L_{t}/2 + L_{r}, \end{cases}$$
(7)

где $Z_0 = 120\pi$ – волновое сопротивление свободного пространства; L_t – длина генерируемого участка морской поверхности; $L = L_t + L_r$ – совокупная длина участка морской поверхности; L_r – длина резистивной вставки.

Диагональные элементы матрицы импеданса А при вертикальной поляризации падающего поля с учетом резистивных вставок рассчитывались по формуле [19], [20]

$$A(m, m) = R_0(x_m) + \frac{1}{2} - \frac{\Delta x y''(x_m)}{4\pi l_y} + \frac{k \Delta x l_y(x_m)}{4} \left[1 + \frac{2i}{\pi} \ln \left(\frac{k \Delta x l_y(x_m)}{4} \right) \right].$$
(8)

Расчет составляющих рассеянного поверхностью электромагнитного поля в дальней зоне проводился по известным формулам [18], [21] и не представлял трудностей.

Совокупная погрешность всех вычислений при расчете поля, рассеянного морской поверхностью, оценивалась на основе закона сохранения энергии, согласно которому мощность падающего поля P_{Π} должна быть равна мощности рассеянного поля P_{p} с учетом части мощности, поглощенной резистивными вставками P_{BCT} :

$$P_{\Pi} = P_{\rm p} + P_{\rm BCT}.\tag{9}$$

Мощность падающего поля вычислялась по формуле [18], [21]

$$P_{\Pi} = Z_0 H_0^2 \sin \theta_{\Pi}, \qquad (10)$$

где H_0 – амплитуда напряженности падающего поля.

Мощность поля, рассеянного участком морской поверхности, вычислялась по формуле [21]

$$P_{\rm p} = \frac{k}{8\pi} \frac{Z_0}{2} \int_{-\pi/2}^{+\pi/2} \left| W(\theta_{\rm p}) \right|^2 d\theta_{\rm p}, \tag{11}$$

^{*} Точка наблюдения – точка на морской поверхности, в которой рассчитывается плотность поверхностного тока. Точка интегрирования – точка на морской поверхности, электромагнитное поле от которой вносит вклад в плотность поверхностного тока, определяемого в точке наблюдения.

где

$$W(\theta_{\rm p}) = \int_{-L/2}^{+L/2} J(x)ik \left[-y'(x)\sin\theta_{\rm p} + \cos\theta_{\rm p}\right] \times \\ \times \exp\left\{ik \left[-x\sin\theta_{\rm p} + y(x)\cos\theta_{\rm p}\right]\right\} dx, \qquad (12)$$

причем J(x) – плотность поверхностного тока, вычисленная из (3).

Мощность, поглощенная на резистивных вставках, определялась по формуле

$$P_{\rm BCT} = H_0^2 \sin \theta_{\rm II} \int_{-L/2}^{+L/2} R_0(x) dx.$$
(13)

Окончательно, совокупная погрешность всех вычислений при решении задачи рассеяния оценивалась как [21]

$$\delta = 1 - \left(\frac{P_{\rm p} + P_{\rm BCT}}{P_{\rm II}}\right). \tag{14}$$

Математическое моделирование ДСС. Моделирование ДСС проведено в программном пакете MATLAB в три этапа.

На первом этапе с помощью спектрального метода [18] для фиксированного значения средне-

Таблица 1. Параметры генерации модели морской поверхности Table 1. Parameters for generating of the sea surface model

Параметр	Значение
Длина волны падающего поля, м	0.03
Длина участка морской поверхности, м	10
Угол облучения морской поверхности поля $(\theta_n), \dots^\circ$	2
Длина одного сегмента морской поверхности	
(Дх), м	0.01
Среднеквадратическое отклонение ординат морской поверхности (σ_y) , м	0.025; 0.1
Временной интервал между реализациями морской поверхности (Δt), с	0.0135
Длительность интервала анализа (T_a) , с	7



Puc. 2. Пример реализации участка морской поверхности *Fig. 2.* An example of the implementation of the sea surface plot 68

квадратического отклонения (СКО) ординат морской поверхности σ_y генерировались временные реализации участка морской поверхности заданной длины (всего 520 реализаций с временным интервалом между соседними реализациями Δt).

С целью сравнения и последующего анализа моделирование ДСС проводилось для двух значений СКО ординат морской поверхности. Параметры, используемые для генерации, представлены в табл. 1, пример реализации показан на рис. 2^{*}.

На втором этапе моделирования согласно формулам (2)–(14) с помощью МИУ рассчитывалось электромагнитное поле, рассеиваемое в направлении к РЛС, в зависимости от времени для каждой реализации морской поверхности. При этом направление ветра, определяющее движение морских волн, полагалось перпендикулярным направлению облучения морской поверхности. Погрешность решения задачи рассеяния в среднем не превышала 25 %.

На третьем этапе моделирования рассчитывался ДСС от морской поверхности по мощности согласно формуле [11]

$$S(f_{\mathcal{A}}, \theta_{\Pi}, \theta_{p}) =$$

$$= \frac{1}{T_{a}} \left| \int_{0}^{T_{a}} u(t, \theta_{\Pi}, \theta_{p}) \exp(-j2\pi f_{\mathcal{A}}t) dt \right|^{2},$$

где T_a – длительность интервала анализа; u – поле, рассеиваемое морской поверхностью, в точке приема РЛС; $f_{\rm d}$ – доплеровский сдвиг частоты; t – время.

Длительность интервала анализа сигналов для вычисления ДСС составила 7 с для обеспечения необходимого разрешения по доплеровской частоте. Действия по описанным этапам повторялись 100 раз для получения необходимого числа реализаций ДСС.

Далее полученные данные обрабатывались с целью формирования математической модели ДСС и последующего анализа.

Расчеты проводились на персональном компьютере с ОС Windows 7, процессором Intel Core i5 2430M (2 × 2.4 ГГц) и ОЗУ емкостью 4 Гбайт. При этом расчет ДСС для одной реализации морской поверхности занимал в среднем 12 с. На выполнение моделирования и расчет ДСС было затрачено 8 дней.

^{*} Начало координат расположено в центре облучаемого участка невзволнованной морской поверхности.

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3 Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3



Рис. 3. Детерминированная составляющая доплеровского спектра сигнала (a); фрагмент (δ) *Fig. 3.* Deterministic component of the Doppler signal spectrum (a); the fragment (δ)

В дальнейшем анализе ДСС рассматривался как аддитивная смесь детерминированной $\overline{S(f_{\pi})}$ и случайной ΔS составляющих:

$$S(f_{\rm A}) = \overline{S(f_{\rm A})} + \Delta S$$

Детерминированная составляющая ДСС для разных значений СКО ординат морской поверхности представлена на рис. 3, *а*. На рис. 3, *б* показаны фрагменты этих ДСС в увеличенном масштабе.

Анализируя рис. 3, *а* отметим два основных максимума, так называемые брэгговские линии,

Таблица 2. Параметры характерных элементов для области положительных частот доплеровского спектра *Table 2*. Parameters of the characteristic elements for the region of the positive frequencies of the Doppler spectr

Параметр ЛСС	σ _{<i>y</i>} , м		
Парамотр дес	0.025	0.1	
Частота основного максимума $(f_{\max}), \Gamma$ ц	15.6	15.6	
Ширина основного максимума, Гц	0.40	0.45	
Относительная амплитуда основного максимума, дБ	-19.2	-4.27	
Частота левого дополнительного максимума, Гц	14.6	15.0	
Частота правого дополнительного максимума, Гц	16.6	16.2	
Относительная амплитуда левого дополнительного максимума, дБ	-28.6	-10.4	
Относительная амплитуда правого дополнительного максимума, дБ	-27.6	-10.5	

обусловленные резонансным рассеянием радиоволн, падающих на морскую поверхность и соответствующих удаляющейся и приближающейся к РЛС морским волнам. Также можно отметить два дополнительных максимума в окрестности основного, которые обусловлены как резонансным, так и нерезонансным механизмами рассеяния.

Далее для упрощения анализа будем рассматривать только часть ДСС, соответствующую положительным частотам (рис. 3, δ); для отрицательных частот подход к анализу аналогичный. Положения брэгговских линий на частотной оси, а также их ширины и другие параметры для этой части ДСС представлены в табл. 2.

Положение основного максимума детерминированной составляющей ДСС по частоте рассчитывается по формуле [2]

$$f_{\rm d max} = \sqrt{gK_{\rm B} + (\sigma_{\rm B}/\rho_{\rm B})K_{\rm B}^3}/2\pi, \qquad (15)$$

где $g = 9.81 \text{ м/c}^2$ – гравитационная постоянная; $K_{\rm B} = 2\pi/\Lambda_{\rm B}$ – волновое число морской волны; $\sigma_{\rm B} = 74.3 \cdot 10^{-3} \text{ H/m}$ – поверхностное натяжение на границе раздела сред "воздух – морская вода"; $\rho_{\rm B} = 10^3 \text{ кг/m}^3$ – плотность морской воды, причем

$$\Lambda_{\rm B} = \lambda / (2\cos\theta_{\rm II}) \tag{16}$$

<i>Table 3</i> . Simulation options for $\sigma_y = 0.025$ m								
		σ _y = 0.025 м						
Параметр			m					
	1	2	3	4	5			
Р	4	3	3	3	4			
<i>f</i> _{1, <i>m</i>} , Гц	0	13.9	15.3	16	17.3			
<i>f</i> _{2, <i>m</i>} , Гц	13.9	15.3	16	17.3	37			
<i>a</i> _{4, <i>m</i>}	$2.7 \cdot 10^{-3}$	0	0	0	$-4.2 \cdot 10^{-5}$			
<i>a</i> _{3, <i>m</i>}	$-55.2 \cdot 10^{-3}$	2.753	226.75	1.045	$2.4 \cdot 10^{-3}$			
<i>a</i> _{2, <i>m</i>}	0.336	-129.22	$-1.08 \cdot 10^4$	-62.6	0.041			
<i>a</i> _{1, <i>m</i>}	-0.921	$2.01 \cdot 10^3$	$1.7 \cdot 10^5$	$1.22 \cdot 10^{3}$	-5.504			
<i>a</i> _{0, <i>m</i>}	-39.386	$-1.04 \cdot 10^4$	$-8.95 \cdot 10^5$	$-7.73 \cdot 10^3$	41.16			

Та	блица	3.	Парам	иетры	моделирова	ния для	$\sigma_v =$	0.025	М
----	-------	----	-------	-------	------------	---------	--------------	-------	---

Таблица 4. Параметры моделирования для $\sigma_v = 0.1$ м

<i>Table 4.</i> Simulation options for $\sigma_y = 0.1$ m								
			$\sigma_y = 0.1$ м					
Параметр			m					
	1	2	3	4	5			
Р	4	3	3	3	4			
<i>f</i> _{1, <i>m</i>} , Гц	0	14.3	15.3	16	17.3			
<i>f</i> _{2, <i>m</i>} , Гц	14.3	15.3	16	17.3	37			
<i>a</i> _{4, <i>m</i>}	$8.79 \cdot 10^{-4}$	0	0	0	$-3.9 \cdot 10^{-4}$			
<i>a</i> _{3, <i>m</i>}	$-17 \cdot 10^{-3}$	-1.04	236.84	5.467	$36.7 \cdot 10^{-3}$			
<i>a</i> _{2, <i>m</i>}	0.19	$1.37 \cdot 10^{3}$	$1.11 \cdot 10^4$	-276.45	-1.16			
$a_{l, m}$	-0.634	$-2.02 \cdot 10^4$	$1.76 \cdot 10^5$	$4.65 \cdot 10^3$	12.1			
$a_{0, m}$	-31.22	$9.92 \cdot 10^4$	$-9.23 \cdot 10^5$	$-2.61 \cdot 10^4$	-33.85			

– длина морской волны, порождающая основной максимум в детерминированной составляющей ДСС; λ – длина радиоволны, падающей на морскую поверхность.

Расчеты по формулам (15) и (16) подтверждают значение частоты основного максимума детерминированной составляющей ДСС (табл. 2).

Учитывая характер детерминированной составляющей ДСС как функции частоты (один основной максимум, два дополнительных максимума и два участка по их краям), предложено разделить ее на пять неперекрывающихся частотных интервалов и выполнить аппроксимацию независимо в каждом из них:

$$\overline{S}(f_{\mathrm{A}}) = \sum_{m=1}^{5} F_m(f_{\mathrm{A}}),$$

где



Рис. 4. Нормированная корреляционная функция случайной составляющей доплеровского спектра сигнала *Fig.* 4. The normalized correlation function of the random component of the Doppler signal spectrum

$$\begin{cases} F_m(f) = a_{P, m} f^P + a_{P-1, m} f^{P-1} + \dots + a_{0, m}, \\ f \ge f_{1, m}, f \le f_{2, m}; \\ F_m(f) = 0, f < f_{1, m}, f > f_{2, m}. \end{cases}$$

Значения $a_{P, m}$, $f_{1, m}$, $f_{2, m}$, P, приведены в табл. 3, 4.

Средняя ошибка аппроксимации детерминированной составляющей ДСС составила 0.13 % при СКО ординат морской поверхности 0.025 м и 0.17 % при СКО 0.1 м.

Случайная составляющая ДСС представлялась статистической моделью, согласно которой она была реализацией случайного стационарного процесса с нулевым математическим ожиданием и заданными корреляционной функцией (КФ) и СКО. В ходе анализа данных моделирования при использовании критерия согласия Пирсона установлено, что случайная составляющая подчиняется гамма-распределению при уровне значимости 0.95. Значения СКО случайной составляющей ДСС составили 5.6 дБ при $\sigma_y = 0.025$ м и 6.05 дБ

при $\sigma_{y} = 0.1$ м.

Нормированные КФ случайной составляющей ДСС $R_{\rm H} \left(\Delta f_{\rm A} \right)$ представлены на рис. 4. Интервал корреляции случайной составляющей ДСС для $\sigma_y = 0.025$ м составил 0.59 Гц, а для $\sigma_y = 0.1$ м 3.85 Гц. Единица измерения интервала корреляции, как и частоты – герц, поскольку от нее зависит моделируемая величина – случайная составляющая ДСС.

Заключение. В результате выполнения моделирования разработана математическая модель ДСС для сантиметрового диапазона радиоволн с вертикальной поляризацией, включающая в себя детерминированную и случайную составляющие для ракурса облучения поперек направления действия ветра. Получены математические выражения для указанных составляющих при двух различных СКО ординат морской поверхности, соответствующих небольшой бальности морского волнения.

Анализируя полученные результаты для фиксированного угла скольжения и при увеличении СКО ординат морской поверхности можно сделать следующие выводы:

1. Положение основного максимума по частоте остается неизменным и подтверждается теоретическим расчетом.

2. Ширина основного максимума детерминированной составляющей ДСС (по уровню –3 дБ), содержащая информацию о ветровом воздействии на морскую поверхность, увеличивается. Увеличение скорости ветра над морской поверхностью приводит к росту СКО ординат морской поверхности.

3. Относительная амплитуда основного и дополнительных максимумов детерминированной составляющей ДСС увеличивается. Морская поверхность становится более шероховатой и ее коэффициент обратного рассеяния в направлении к РЛС увеличивается.

4. Уменьшается разница в относительных амплитудах между основным и дополнительными максимумами ДСС. Данный эффект обусловлен увеличением числа участков морской поверхности, выполняющих нерезонансное рассеяние, вследствие увеличения морского волнения.

Таким образом, в разработанной математической модели ДСС учитываются физические эффекты взаимодействия радиоволн с взволнованной морской поверхностью, характерные для скользящих углов облучения. Указанная модель может быть использована для генерации входных данных при разработке алгоритмов обработки эхосигналов РЛС, применяемых для задач океанологии и экологического мониторинга.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Леонтьев В. В., Пименов А. А. Новая парадигма решения задачи радиолокационного обнаружения пленок нефти при скользящих углах облучения поверхности моря // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015, № 6. С.46–48.

2. X-band microwave backscattering from ocean waves / P. Y. Lee, J. D. Barter, K. L. Beach; C. L. Hindman, B. M. Lade, H. Rungaldier, J. C. Shelton, A. B. Williams, R. Yee, H. C. Yuen // J. of geophysical research, 1995. Vol. 100, № 2. P. 2591–2611. doi: 10.1029/94JC02741

3. Yang P., Guo L., Jia C. Electromagnetic scattering and Doppler spectrum simulation of time-varying oil-covered

nonlinear sea surface // J. of Applied Remote Sensing. 2016. Vol. 10, № 1. P. 1–14. doi: 10.1117/1.JRS.10.016015

4. Wang J., Xu X. Doppler simulation and analysis for 2-D sea surface up to Ku-band // IEEE trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2016. Vol. GRS-54, № 1. P. 466–478. doi: 10.1109/TGRS.2015.2459598

5. Raynal A. M., Doerry A. W. Doppler characteristics of sea clutter // Sandia Report SAND2010-3828. 2010. P. 27–29. doi: 10.2172/992329

6. Юровский Ю. Ю., Малиновский В. В., Смолов В. Е. Радиолокационные методы мониторинга прибрежной зоны: возможности и проблемы использования.

Севастополь: Изд-во Мор. гидрофиз. ин-та НАН Украины, 2008. 75 с. (Совр. пробл. океанологии. Вып. 4).

7. Малиновский В. В. Оценка связи параметров радиолокационного сигнала, отраженного от моря при малых углах скольжения, с характеристиками обрушений ветровых волн // Мор. гидрофиз. журн. 1991. № 6. С. 32–41.

8. Walker D. Experimentally motivated model for low grazing angle radar Doppler spectra of the sea surface // IEE proc. on Radar, Sonar and Navigation, 2000. Vol. RSN-147, № 3. P.114–120. doi: 10.1049/ip-rsn:20000386

9. Johnson J. T., Toporkov J., Brown G. A Numerical study of backscattering from time-evolving sea surfaces: comprasion of hydrodynamic models // IEEE trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2001. Vol. GRS-39, № 11. P. 2411–2420. doi: 10.1109/36.964977

10. Toporkov J. K., Brown G. S. Numerical simulations of scattering from time-varying, randomly rough surfaces // IEEE trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2000. Vol. GRS-38, № 4. P. 1616–1624

11. Numerical simulation of backscatter from linear and nonlinear ocean surface realization / C. L. Rino, T. L. Crystal, A. K. Koide, H. Ngo, H. Guthart // Radio Science, 1991. Vol. 26, № 1. P. 51–71. doi: 10.1029/90RS01687

12. Леонтьев В. В., Пименов А. А. Обоснование выбора математической модели морской поверхности при решении задачи радиолокационного экологического мониторинга // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2016. № 2. С. 75–79.

13. Bourlier C., Saillard J., Berginc G. Intrinsic infrared radiation of the sea surface // Progress in electromagnetics research. 2000. Vol. 27. P. 185–335. doi: 10.2528/PIER99080103

14. Шмелев А. Б. Рассеяние волн статистически неровными поверхностями // Успехи физ. наук. 1972. Т. 106, вып. З. С. 459–480.

15. Басс Ф. Г., Фукс И. М. Рассеяние волн на статистически неровной поверхности. М.: Наука, 1972. 424 с.

16. Сколник М. Справочник по радиолокации. Т. 1. М.: Сов. радио, 1976. 326 с.

17. Пименов Ю. В., Вольман В. И., Муравцов А. Д. Техническая электродинамика. М.: Радио и связь, 2000. 536 с.

18. Scattering of Electromagnetic waves: Numerical simulation / L. Tsang, J. A. Kong, K.-H. Ding, C. Ao. New York: John Wiley and Sons, 2001. 716 p. doi:10.1002/0471224308

19. Oh Y., Sarabandi K. Improved numerical simulation of electromagnetic wave scattering from perfectly conducting random surfaces // IEE proc. – microwave antennas propagation. 1997. Vol. 144, iss. 4. P. 256–260. doi: 10.1049/ip-map:19971189

20. Li Y., Wu Z., Zhao J. High-Efficiency numerical computing in low-grazing scattering from sea surface using resistive tapering and forward-backward method // 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation. 13–16 October 2014, Beijing, China. Bellingham: SPIE, 2014. P.1101–1104. doi: 10.1109/APCAP.2014.6992702

21. Бородин М. А., Леонтьев В. В., Третьякова О. А. Рассеяние вертикально поляризованной электромагнитной волны шероховатой поверхностью при скользящем облучении // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2010. Вып. 5. С. 33–46.

Бородин Михаил Анатольевич – кандидат технических наук (2011), доцент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 30 научных работ. Сфера интересов – радиолокация; распространение и рассеяние радиоволн; радиотехнические системы мониторинга окружающей среды.

https://orcid.org/0000-0002-5237-9118

E-mail: boroda84@gmail.com

Михайлов Вячеслав Николаевич – инженер по специальности "Радиотехника" (2000, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), ассистент кафедры радиотехнических систем указанного университета, научный сотрудник НИИ "Прогноз". Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация; эвристические алгоритмы; цифровая обработка сигналов. E-mail: VNMikhaylov@etu.ru

Филиппова Полина Александровна – бакалавр (2017) по направлению "Радиотехника", студентка 2-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера интересов – радиолокация; распространение и рассеяние радиоволн. https://orcid.org/0000-0002-6682-6919

E-mail: malinovka.vesna@mail.ru

REFERENCES

1. Leont'ev V. V., Pimenov A. A. New Paradigm for Solving the Problem of Radar Detection of Oil Films with Sliding Angles of Irradiation of the Sea Surface. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2015, vol. 18, no. 6, pp. 46–48. (In Russ.)

2. Lee P. Y., Barter J. D., Beach K. L.; Hindman C. L., Lade B. M., Rungaldier H., Shelton J. C., Williams A. B., Yee R., Yuen H. C. X-band microwave backscattering from ocean waves. J. of geophysical research, 1995, vol. 100, no. 2, pp. 2591–2611. doi: 10.1029/94JC02741

3. Yang P., Guo L., Jia C. Electromagnetic scattering and Doppler spectrum simulation of time-varying oil-covered nonlinear sea surface. J. of Applied Remote Sensing, 2016, vol. 10, no. 1, pp. 1–14. doi: 10.1117/1.JRS.10.016015

4. Wang J., Xu X. Doppler simulation and analysis for 2-D sea surface up to Ku-band. IEEE trans. on Geoscience and
Remote Sensing. 2016, vol. GRS-54, no. 1, pp. 466–478. doi: 10.1109/TGRS.2015.2459598

5. Raynal A. M., Doerry A. W. Doppler characteristics of sea clutter. Sandia Report SAND2010-3828, 2010, pp. 27–29. doi: 10.2172/992329

6. Yurovskii Yu. Yu., Malinovskii V. V., Smolov V. E. Radar Methods Of Coastal Zone Monitoring: Opportunities And Problems Of Use. Sevastopol, *Izd-vo Morskogo gidrofizicheskogo instituta NAN Ukrainy*, 2008, 75 p. (Modern problems of oceanology. Vol. 4). (In Russ.)

7. Malinovskii V. V. Estimation of the Relationship of the Parameters of the Radar Signal Reflected from the Sea at Small Slip Angles with the Characteristics of Wind-Wave Collapses. *Morskoi gidrofizicheskii zhurnal* [Marine Hydrophysical Journal], 1991, no. 6, pp. 32–41. (In Russ.)

8. Walker D. Experimentally motivated model for low grazing angle radar Doppler spectra of the sea surface. IEE proc. on Radar, Sonar and Navigation, 2000, vol. RSN-147, no. 3, pp.114–120. doi: 10.1049/ip-rsn:20000386

9. Johnson J. T., Toporkov J., Brown G. A Numerical study of backscattering from time-evolving sea surfaces: comprasion of hydrodynamic models. IEEE trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2001, vol. GRS-39, no. 11, pp. 2411–2420. doi: 10.1109/36.964977

10. Toporkov J. K., Brown G. S. Numerical simulations of scattering from time-varying, randomly rough surfaces. IEEE trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2000, vol. GRS-38, no. 4, pp. 1616–1624.

11. Rino C. L., Crystal T. L., Koide A. K., Ngo H., Guthart H. Numerical simulation of backscatter from linear and nonlinear ocean surface realization. Radio Science, 1991, vol. 26, no. 1, pp. 51–71. doi: 10.1029/90RS01687.rf

12. Leont'ev V. V., Pimenov A. A. Justification of the Choice of a Mathematical Model of the Sea Surface When Solving the Problem of Radiolocation Environmental Monitoring. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2016, vol. 19, no. 2, pp. 75–79. (In Russ.)

13. Bourlier C., Saillard J., Berginc G. Intrinsic infrared radiation of the sea surface. Progress in electromagnetics research. 2000, vol. 27, pp. 185–335. doi: 10.2528/PIER99080103

14. Shmelev A. B. Wave Scattering by Statistically Uneven Surfaces. *Uspekhi fizicheskikh nauk* [Advances in the Physical Sciences], 1972, vol. 106, no. 3, pp. 459–480. (In Russ.)

15. Bass F. G., Fuks I. M. *Rasseyanie voln na statisticheski nerovnoi poverkhnosti* [Wave Scattering on a Statistically Uneven Surface]. Moscow, *Nauka*, 1972, 424 p. (In Russ.)

16. Skolnik M. Spravochnik po radiolokatsii [Handbook of radar]. Vol. 1, Moscow, Sov. radio, 1976, 326 p. (In Russ.)

17. Pimenov Yu. V., Vol'man V. I., Muravtsov A. D. *Tekhnicheskaya elektrodinamika* [Technical Electrodynamics]. Moscow, *Radio i svyaz*', 2000, 536 p. (In Russ.)

18. Tsang L., Kong J. A., Ding K.-H., Ao C. Scattering of Electromagnetic waves: Numerical simulation. New York, John Wiley and Sons, 2001, 716 p. doi:10.1002/0471224308

19. Oh Y., Sarabandi K. Improved numerical simulation of electromagnetic wave scattering from perfectly conducting random surfaces. IEE proc. – microwave antennas propagation. 1997, vol. 144, iss. 4, pp. 256–260. doi: 10.1049/ip-map:19971189

20. Li Y., Wu Z., Zhao J. High-Efficiency numerical computing in low-grazing scattering from sea surface using resistive tapering and forward-backward method. 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation. 13–16 October 2014, Beijing, China. Bellingham, SPIE, 2014, pp.1101–1104. doi: 10.1109/APCAP.2014.6992702

21. Borodin M. A., Leont'ev V. V., Tret'yakova O. A. Scattering of a Vertically Polarized Electro-Magnetic Wave by a Rough Surface with Gliding Irradiation Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2010, vol. 13, no. 5, pp. 33–46. (In Russ.)

Mikhail A. Borodin – Cand. of Sci. (Engineering) (2011), Associate Professor of the Department of Radio Engineering System of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 30 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; propagation and scattering of radio waves; radio engineering system for ecology monitoring. https://orcid.org/0000-0002-5237-9118

E-mail: boroda84@gmail.com

Vyacheslav N. Mikhaylov – Dipl.-engineer on radio engineering (2000, Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI"), assistant of Radio Engineering Systems Department of named university, the scientist of "Prognosis" Research Institute. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: radar detection and location; heuristic algorithms and digital signal processing.

E-mail: VNMikhaylov@etu.ru

Polina A. Filippova – bachelor degree (2017) in radio engineering, 2nd year master degree student of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". Area of expertise: radiolocation; propagation and scattering of radio waves. https://orcid.org/0000-0002-6682-6919

E-mail: malinovka.vesna@mail.ru

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-3-74-87 УДК 621.396.96

С. Р. Гейстер^{1⊠}, Т. Т. Нгуен²

¹ЗАО "Группа производственных технологий и авиационного машиностроения Аэромаш" ул. Аэродромная, 3, п. Мачулищи Минского района, Республика Беларусь

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ул. П. Бровки, 6, г. Минск, 220013, Республика Беларусь

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА, ОТРАЖЕННОГО ОТ НЕСУЩЕГО ВИНТА ВЕРТОЛЕТА, В ПРИЛОЖЕНИИ К ОБРАЩЕННОМУ СИНТЕЗУ АПЕРТУРЫ

Аннотация.

Введение. В основе решения задачи распознавания летательных аппаратов лежит формирование радиолокационных портретов, отражающих конструктивные особенности этих аппаратов. Высокой информативностью обладают портреты, представляющие собой радиолокационные изображения винтов летательных аппаратов. Они позволяют различать количество и взаимное расположение лопастей винта, а также направление его вращения. В основе получения таких изображений лежат математические модели отраженных сигналов.

Цель работы. Рассмотрение математических моделей сигнала, отраженного от винта вертолета, в приложении к обращенному синтезу апертуры антенны (ОСАА).

Методы и материалы. Обращенный синтез используется для построения радиолокационного изображения винта в радиолокационном датчике с монохроматическим зондирующим сигналом. Лопасти винта в моделях аппроксимируются разными геометрическими формами. Модели, используемые для описания отражений от винтов вертолетов и винтовых самолетов, имеют существенные отличия. В процессе перемещения каждая лопасть несущего винта вертолета совершает характерные движения (маховое движение, качание, закручивание), а также изгибается в вертикальной плоскости. Такие движения и изгибы лопастей оказывают влияние на фазовую структуру сигнала, отраженного от несущего винта. При разработке алгоритма построения изображения несущего винта на основе ОСАА необходимо максимально точно учесть закон изменения фазовой структуры отраженного сигнала.

Результаты. Установлено, что в сантиметровом диапазоне длин волн математическая модель сигнала, отраженного от несущего винта вертолета как системы лопастей, наиболее точно описывается представлением каждой лопасти набором изотропных отражателей, расположенных на передней и задней кромках лопасти. Учет маховых движений и изогнутых форм лопастей в модели сигнала, отраженного от винта вертолета, позволяет максимально приблизиться к особенностям реального сигнала.

Заключение. Разработанная модель, учитывающая маховые движения и изгибы лопастей несущего винта вертолета, может использоваться для совершенствования алгоритмов ОСАА, обеспечивающих построение радиолокационных изображений летательных аппаратов.

Ключевые слова: математическая модель, несущий винт, вертолет, обращенный синтез апертуры антенны

Для цитирования: Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Математические модели радиолокационного сигнала, отраженного от несущего винта вертолета, в приложении к обращенному синтезу апертуры // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 74–87. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-74-87

Источник финансирования. Инициативная работа.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 09.04.2019; принята к публикации 20.05.2019; опубликована онлайн 27.06.2019

© Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т., 2019

Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License



Sergey R. Heister^{1⊠}, Thai T. Nguyen²

¹ Group of Manufacturing Technologies and Aeronautical Engineering AEROMASH Minsk, Belarus ² Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

6, P. Brovki Str., 220013, Minsk, Belarus

MATHEMATICAL MODELS OF THE RADAR SIGNAL REFLECTED FROM A HELICOPTER MAIN ROTOR IN APPLICATION TO INVERSE SYNTHESIS OF ANTENNA APERTURE

Abstract

Introduction. The basis for solving the problem of aircraft recognition is the formation of radar portraits, reflecting the constructive features of aerial vehicles. Portraits, which are radar images of the propellers of aerial vehicles, have high informativeness. These images allow us to distinguish the number and relative position of the propeller blades, as well as the direction of its rotation. The basis for obtaining such images are mathematical models of reflected signals.

Objective. The aim of this paper is to develop mathematical models of the radar signal reflected from the helicopter main rotor applied to inverse synthetic aperture radar (ISAR).

Methods and materials. ISAR processing is used to produce a radar image of a propeller in a radar with a monochromatic probing signal. The propeller blades in the models are approximated by different geometric shapes. The models used to describe the reflection from the propellers of helicopters and fixed-wing aircraft have significant differences. In the process of moving each blade of the helicopter main rotor makes characteristic movements (flapping, dragging, feathering), as well as bends in a vertical plane. Such movements and bendings of the blades are influence the phase of the signal reflected from the main rotor. It is necessary to take the phase change of the reflected signal into account as accurately as possible when developing an ISAR algorithm for imaging the main rotor.

Results. We found that in the centimeter wavelength range the mathematical model of the signal reflected from the helicopter main rotor as a system of blades is most accurately described by representing each blade with a set of isotropic reflectors located on the main rotor's blade leading and trailing edges. Taking into account the flapping movements and curved shapes of the blades in the model allows you to get as close as possible to the features of the real signal. **Conclusion.** The developed model which takes into account the flapping movements and bends of the helicopter main

Conclusion. The developed model which takes into account the flapping movements and bends of the helicopter main rotor blades can be used to improve the ISAR algorithms providing the radar imaging of aerial vehicles.

Key words: mathematical model, main rotor, helicopter, inverse synthetic-aperture radar

For citation: Heister S. R., Thai T. Nguyen. Mathematical models of the radar signal reflected from a helicopter main rotor in application to inverse synthesis of antenna aperture. Journal of the Russian Universities. Radioe-lectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 74–87. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-74-87

Acknowledgements. Initiative work.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 09.04.2019; accepted 20.05.2019; published online 27.06.2019

Введение. Основные элементы одновинтового вертолета как объекта радиолокационного наблюдения совершают сложные движения: фюзеляж – поступательное движение, а несущий винт (НВ) и рулевой винт – поступательновращательные движения, в ходе которых изменяются углы атаки их лопастей.

При разработке алгоритмов построения радиолокационного изображения (РЛИ) винтов вертолета на основе обращенного синтеза апертуры антенны (OCAA) необходимо максимально точно учитывать законы изменения фазовых сдвигов отраженных сигналов (OC) от элементов каждого винта. Распространенная математическая модель ОС для НВ, лопасти которого представляются в виде цилиндра [1], только частично удовлетворяет этому требованию. Настоящая статья посвящена разработке математических моделей ОС для винта вертолета, отличающихся формами представления лопастей. При этом учтено, что в сантиметровом диапазоне радиоволн реальный летательный аппарат может представляться совокупностью отражателей [2], а отраженный от него сигнал – суперпозицией сигналов, отраженных от отдельных отражателей.

Модель временной структуры сигнала, отраженного от винта вертолета. С радиолокационным датчиком (РЛД) связана прямоугольная система координат (OXYZ) (рис. 1), начало которой совпадает с фазовым центром антенны РЛД, а ось ОХ параллельна вектору скорости вертолета v. На рис. 1 введены обозначения: С - центр вращения НВ с координатами (x_C, y_C, z_C) , причем $z_C = h_C$ – высота полета; r_C – дальность от РЛД до центра С. Винт вертолета (рис. 2) рассматривается как система из N_{л.в} лопастей с угловым интервалом $\Delta \phi_{\rm B} = 2\pi / N_{\rm Л.B}$, вращающихся с частотой F_в по часовой стрелке (вид сверху) в плоскости, параллельной плоскости ХОУ, и движущихся с постоянной скоростью v вдоль оси OX. Лопасти нумеруются по ходу вращения винта: $n_{\pi,B} = 1, N_{\pi,B}$, начиная с лопасти, имеющей минимальный положительный угол относительно оси ОХ.

Введем локальную прямоугольную систему координат $CX_1Y_1Z_1$ с началом координат в точке *C* (рис. 2), ось CX_1 которой направлена к хвосту вертолета, а ось CZ_1 совпадает с осью вращения НВ и направлена вверх. Угловое положение $n_{\pi,B}$ -й лопасти $\phi_{\pi n_{\pi,B}}$ относительно оси CX_1 в момент времени *t* можно определить по угловому положению первой лопасти $\phi_{\pi 1}(t)$, которая в момент t = 0 имеет начальное угловое положение ϕ_0 :

$$\phi_{\Pi n_{\Pi,B}}(t) = \phi_{\Pi 1}(t) + \Delta \phi_{B}(n_{\Pi,B} - 1), \qquad (1)$$

где

$$\phi_{\pi 1}(t) = 2\pi F_{\rm B} t + \phi_0, \ n_{\pi,\rm B} = \overline{1, \ N_{\pi,\rm B}}$$



Puc. 1. Модель движения вертолета *Fig. 1.* The model of the helicopter movement

Обозначив $\Delta t = 1/(F_{\rm B}N_{\rm Л.B})$, выражение (1) преобразуем к виду

$$\phi_{\Pi n_{\Pi,B}}(t) = 2\pi F_{B}t + (n_{\Pi,B} - 1)2\pi / N_{\Pi,B} + \phi_{0} = = 2\pi F_{B} [t + (n_{\Pi,B} - 1)\Delta t] + \phi_{0}.$$
(2)

Сигнал, отраженный от винта, представляется совокупностью сигналов, отраженных от точечных изотропных отражателей, лежащих на поверхности $N_{\rm Л.B}$ лопастей. В общем случае математическая модель ОС на выходе антенны описывается выражением [3]–[6]

$$u_{\text{OC}}(t) =$$

$$= \sum_{n_{\Pi,B}=1}^{N_{\Pi,B}} \sum_{n_{\text{orp}}=1}^{N_{\text{orp}}} \sum_{l=0}^{L-1} U_0 \left[t - lT_{\Pi} - t_{3,n_{\Pi,B},n_{\text{orp}}}(t) \right] \times$$

$$\times E_{n_{\Pi,B},n_{\text{orp}}}(t) \times \exp\left\{ i \left[\omega_0 t + \varphi_{n_{\Pi,B},n_{\text{orp}}}(t) \right] \right\}, \quad (3)$$

где $N_{\text{отр}}$ – количество отражателей на одной лопасти; $U_0(t)$ – закон модуляции одиночного зондирующего сигнала (3С); L, T_{Π} – число и период повторения одиночных сигналов в излучаемом 3С соответственно; $E_{n_{\Pi,B},n_{\text{отр}}}(t)$, $\varphi_{n_{\Pi,B},n_{\text{отр}}}(t)$ и $t_{3,n_{\Pi,B},n_{\text{отр}}}(t)$ – законы изменения амплитуды, фазы и времени задержки сигнала, отраженного от $n_{\text{отр}}$ -го отражателя на $n_{\Pi,B}$ -й лопасти; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая частота 3С.

Комплексная огибающая ОС [3]–[6] при использовании монохроматического зондирующего сигнала (МХЗС) описывается выражением





$$U_{\Pi,B}(t) =$$

$$= \sum_{n_{\Pi,B}=1}^{N_{\Pi,B}} \sum_{n_{\text{orp}}=1}^{N_{\text{orp}}} E_{n_{\Pi,B},n_{\text{orp}}}(t) \exp\left\{i\left[\phi_{n_{\Pi,B},n_{\text{orp}}}(t)\right]\right\}.$$
(4)

Законы изменения амплитуды, мощности, фазы и времени задержки сигнала, отраженного от $n_{\text{отр}}$ -го отражателя на $n_{\text{л.в}}$ -й лопасти, можно представить в виде

$$E_{n_{\Pi,B},n_{\text{OTP}}}(t) = \sqrt{2P_{\text{OTP},n_{\Pi,B},n_{\text{OTP}}}(t)};$$

$$P_{\text{OTP},n_{\Pi,B},n_{\text{OTP}}}(t) = \frac{P_0 G_{\Pi,A} G_{\Pi,B} \lambda^2 \sigma_{n_{\Pi,B},n_{\text{OTP}}} \left[\psi_{\text{H}}(t) \right]}{(4\pi)^3 r_{n_{\Pi,B},n_{\text{OTP}}}^4(t)}; \quad (5)$$

$$\varphi_{n_{\Pi,B},n_{\text{OTP}}}(t) = 2kr_{n_{\Pi,B},n_{\text{OTP}}}(t);$$

$$t_{3,n_{\Pi,B},n_{\text{OTP}}}(t) = 2r_{n_{\Pi,B},n_{\text{OTP}}}(t)/c,$$

где $P_{\text{отр},n_{\text{л.в}},n_{\text{отр}}}$ – мощность ОС от $n_{\text{отр}}$ -го отражателя на $n_{\text{л.в}}$ -й лопасти; P_0 – мощность ЗС; $G_{\text{пд}}$, $G_{\text{пр}}$ – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн соответственно; $\sigma_{n_{\text{л.в}},n_{\text{отр}}} \left[\psi_{\text{H}}(t) \right]$ – эффективная отражающая поверхность (ЭОП) $n_{\text{отр}}$ -го отражателя на $n_{\text{л.в}}$ -й лопасти под углом облучения $\psi_{\text{H}}(t)$; $r_{n_{\text{л.в}},n_{\text{отр}}}$ – дальность до $n_{\text{отр}}$ -го отражателя на $n_{\text{л.в}}$ -й лопасти; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; λ и c – длина волны и скорость распространения ЗС соответственно.

Для корректного построения РЛИ необходимо правильное представление фазовой структуры OC. Из (3)–(5) следует, что эта структура определяется законами изменения дальностей до отражателей на лопастях НВ в процессе вращения. Основные отражения от НВ создаются кромками его лопастей. С учетом этого положим, что отражатели расположены не по всей поверхности лопасти, а по ее кромкам. Далее рассмотрим законы изменения дальностей до отражателей относительно фазового центра антенны РЛД для трех вариантов представления лопасти как совокупности:

 изотропных отражателей, расположенных на прямой линии, длина которой соответствует длине лопасти;

 отражателей, расположенных на прямых линиях, соответствующих передней и задней кромкам лопасти;

 отражателей, расположенных на линиях, соответствующих передней и задней кромкам лопасти, которые изогнуты из-за маховых движений и неравномерного изгибания лопасти. Скручивание лопасти при этом не учитывалось.

В вариантах 2 и 3 отражатели на кромках представлены изотропными в пределах полусфер, обращенных к РЛД.

Важно отметить, что вертолет движется в соответствии с ориентацией и модулем вектора тяги несущего винта с учетом вектора силы тяготения. Можно полагать, что вектор тяги ориентирован перпендикулярно плоскости основания конуса, описываемого перемещающимися лопастями винта. Ориентацию этой плоскости изменяет пилот посредством автомата перекоса. В приложении к построению РЛИ несущего винта в РЛД представляет интерес модель отраженного сигнала, учитывающая ориентацию системы лопастей, их наклон и форму в процессе горизонтального полета вертолета с постоянной высотой относительно РЛД.

Дальность до отражателя при представлении лопасти вариантом 1. Отражатели располагаются (рис. 3) на расстояниях от R_{\min} до R_{\max} с шагом $\Delta R = \lambda/4$, так, что отражатель с номером $n_{\text{отр}}$ находится на расстоянии $R_{n_{\text{отр}}} = R_{\min} + (n_{\text{отр}} - 1)\Delta R$, $n_{\text{отр}} = \overline{1, N_{\text{отр}}}$ от центра вращения C.

Центр вращения *C* в начале анализа находится в точке с координатами (x_{C0} , y_{C0} , z_{C0}) (рис. 4). Скорость полета *v* при приближении вертолета к РЛД отрицательна. Дальность до n_{otp} -го отражателя на $n_{лв}$ -й лопасти определяется выражением

$$r_{n_{\mathrm{J,B}},n_{\mathrm{orp}}}(t) = = \sqrt{z_{n_{\mathrm{J,B}},n_{\mathrm{orp}}}^{2}(t) + y_{n_{\mathrm{J,B}},n_{\mathrm{orp}}}^{2}(t) + x_{n_{\mathrm{J,B}},n_{\mathrm{orp}}}^{2}(t)},$$
(6)

где

$$x_{n_{\pi,B},n_{\text{orp}}}(t) = x_{C0} + vt + R_{n_{\text{orp}}} \cos[\phi_{\pi n_{\pi,B}}(t)]$$







Puc. 4. Определение координат отражателя по варианту 1 *Fig. 4.* Determination of the coordinates of the reflector for option 1

$$y_{n_{\pi,B},n_{\text{orp}}}(t) = y_{C0} - R_{n_{\text{orp}}} \sin\left[\phi_{\pi n_{\pi,B}}(t)\right];$$

 $z_{n_{\pi,B},n_{\text{orp}}}(t) = z_{C0}.$

Дальность до отражателя при представлении лопасти вариантом 2. Пронумеруем отражатели на передней и задней кромках номерами потр.п и $n_{\text{отр.3}}$ соответственно $(n_{\text{отр.п}} = n_{\text{отр.3}} = 1, N_{\text{отр}})$ (рис. 5). Расстояние от отражателя с номером равно центра вращения Cдо n_{отр.п} $R_{n_{\text{отр. II}}} = R_{\text{min}} + \left[n_{\text{отр. II}} - 1 \right] \Delta R$. По этой же формуле определяются расстояния до центра вращения С, до кромку лопасти. Координаты отражателя n_{отр.п} определяются выражениями, аналогичными выражениям (6), а координаты отражателя n_{отр.3} выражениями

$$\begin{aligned} x_{n_{\pi,B},n_{\text{oTP},3}}(t) &= x_{C0} + vt + \\ &+ R_{n_{\text{OTP},3}} \cos\left[\phi_{\pi n_{\pi,B}}(t)\right] + b_{\pi} \sin\left[\phi_{\pi n_{\pi,B}}(t)\right]; \\ y_{n_{\pi,B},n_{\text{OTP},3}}(t) &= y_{C0} - R_{n_{\text{OTP},3}} \sin\left[\phi_{\pi n_{\pi,B}}(t)\right] + \\ &+ b_{\pi} \cos\left[\phi_{\pi n_{\pi,B}}(t)\right]; \\ z_{n_{\pi,B},n_{\text{OTP},3}}(t) &= z_{C0}, \end{aligned}$$

где b_{π} – хорда лопасти.



Puc. 5. Вариант 2 представления лопасти *Fig. 5.* Option 2 of the representation of the blade



Puc. 6. Определение координат отражателя по варианту 2 *Fig. 6.* Determination of the coordinates of the reflector for option 2

С учетом смены отражающих характеристик кромок при приближении и удалении лопастей относительно РЛД дальность до отражателей лопасти *n*_{л.в.} описывается выражениями

$$r_{n_{\pi,B},n_{\text{отр.п}}}(t) =$$

$$= \sqrt{x_{n_{\pi,B},n_{\text{отр.п}}}^{2}(t) + y_{n_{\pi,B},n_{\text{отр.п}}}^{2}(t) + z_{n_{\pi,B},n_{\text{отр.п}}}^{2}(t)} \quad (7)$$

при приближении и

$$r_{n_{\mathrm{J},\mathrm{B}},n_{\mathrm{OTP},3}}(t) =$$

$$= \sqrt{x_{n_{\mathrm{J},\mathrm{B}},n_{\mathrm{OTP},3}}^{2}(t) + y_{n_{\mathrm{J},\mathrm{B}},n_{\mathrm{OTP},3}}^{2}(t) + z_{n_{\mathrm{J},\mathrm{B}},n_{\mathrm{OTP},3}}^{2}(t)} \quad (8)$$

при удалении.

Условие смены отражающих кромок при приближении (удалении) лопасти для направления вращения по часовой стрелке (вид сверху) (см. рис. 2) имеет следующий вид:

– при

$$\pi/2 + \psi_{\rm H}(t) \le \phi_{\Pi n_{\Pi R}}(t) \le 3\pi/4 + \psi_{\rm H}(t)$$

*n*_{л.в}-я лопасть удаляется от РЛД и сигнал отражается ее задней кромкой;

– при

$$0 \le \phi_{\Pi n_{\Pi,B}}(t) < \pi/2 + \psi_{H}(t)$$
и $3\pi/4 + \psi_{H}(t) < \phi_{\Pi n_{\Pi,B}}(t) \le 2\pi$

эта лопасть приближается к РЛД и сигнал отражается ее передней кромкой.

Дальность до отражателя при представлении лопасти вариантом 3. Несущий винт вертолета создает подъемную силу и горизонтальную силу тяги. В типовом случае каждая лопасть НВ крепится к центральной втулке винта с помощью горизонтального шарнира (ГШ), вертикального шарнира (ВШ) и осевого шарнира (ОШ), относительно которых совершаются маховые движения



Puc. 7. Крепление несущего винта и движения лопастей *Fig.* 7. The main rotor mount the and the blades movements

(МД), качания и закручивания (изменение углов установки) (рис. 7) [7]–[11].

Угол взмаха лопасти может достигать значений 12...15°, что приводит к подъему конца лопасти на значительную высоту относительно плоскости вращения центральной втулки и существенно влияет на фазу ОС в сантиметровом диапазоне. Кроме того, при вращении НВ свободный край лопасти изгибается в вертикальной плоскости, что приводит к изменению диаграммы обратного рассеяния и фазовой структуры отражений от кромок^{*}.

Описание махового движения и конструктивные особенности лопасти. Для упрощения положим, что вертолет в полете ориентирован горизонтально, а плоскость вращения центральной втулки параллельна поверхности Земли в точке расположения вертолета. С учетом этого при описании МД используется система координат $CX_1Y_1Z_1$ (рис. 8), центр которой является центром вращения винта. Ось CX_1 находится в плоскости вращения втулки, параллельна оси OX и направлена к хвосту вертолета; CZ_1 направлена вертикально вверх. Положение лопасти в плоскости вращения указывается углом ϕ_{π} ; угол взмаха лопасти β_{π} ; угол установки сечения лопасти θ_{π} ; смещение ГШ от оси вала e_{π} .

Заметим, что угол установки сечения лопасти есть угол наклона хорды поперечного сечения лопасти относительно плоскости вращения винта и перпендикулярна оси вращения винта.

Углы взмаха и установки лопасти в установившемся режиме полета – это периодические функции от ее углового положения ϕ_{π} , а значит, их можно разложить в ряды Фурье по этому параметру [7], [8], [11]:

$$\beta_{\pi}(\phi_{\pi}) = \beta_{0} - \beta_{1c} \cos(\phi_{\pi}) - \beta_{1s} \sin(\phi_{\pi}) - \dots - \beta_{mc} \cos(n\phi_{\pi}) - \beta_{ms} \sin(n\phi_{\pi}) - \dots;$$

$$\theta_{\pi}(\phi_{\pi}) = \theta_{0} - \theta_{1c} \cos(\phi_{\pi}) - \theta_{1s} \sin(\phi_{\pi}) - \dots - \theta_{mc} \cos(n\phi_{\pi}) + \theta_{ms} \sin(n\phi_{\pi}) - \dots,$$

где $\beta_0 = \overline{\beta_n(\phi_n)}$ – угол конусности, определяемый средним значением угла взмаха β_n ; β_{mc} , β_{ms} , m = 1, 2, ... – гармоники ряда Фурье для уг $ла взмаха; <math>\theta_0$ – общий шаг угла установки; θ_{mc} , θ_{ms} – гармоники ряда Фурье для угла установки.

При описании этих характерных движений обычно ограничиваются первыми гармониками [7]–[14]:

$$\beta_{\pi}(\phi_{\pi}) = \beta_{0} - \beta_{1c} \cos(\phi_{\pi}) - \beta_{1s} \sin(\phi_{\pi});$$

$$\theta_{\pi}(\phi_{\pi}) = \theta_{0} - \theta_{1c} \cos(\phi_{\pi}) - \theta_{1s} \sin(\phi_{\pi}).$$



^{*} Под фазовой структурой сигнала, отраженного от кромки лопасти, понимается распределение фаз сигналов, отраженных от отдельных фрагментов кромки.

Авторами настоящей статьи установлено, что влияние угла установки θ_{Λ} на фазовую структуру ОС незначительно, поэтому далее рассмотрим только угол взмаха β_{Λ} . Коэффициенты разложения угла взмаха β_{Λ} определяются из условия равновесия моментов инерционных, центробежных и аэродинамических сил лопасти относительно ГШ. Из уравнения равновесия моментов можно получить уравнение маховых колебаний лопасти относительно ГШ [7], [8], [11]:

$$J_{\Gamma} \frac{d^{2}\beta_{\Pi} \left[\phi_{\Pi}(t)\right]}{dt^{2}} + J_{\Pi} \omega_{B}^{2} \upsilon^{2} \beta_{\Pi} \left[\phi_{\Pi}(t)\right] =$$
$$= \int_{0}^{R_{\text{max}}} T \left[r_{S\Pi}, \phi_{\Pi}(t)\right] r_{S\Pi} dr_{S\Pi}, \qquad (9)$$

где J_{Γ} – массовый момент инерции лопасти относительно ГШ; $\omega_{\rm B} = 2\pi F_{\rm B}$ – угловая скорость вращения винта; $\upsilon = \sqrt{1 + (S_{\Gamma}e_{\pi})/J_{\Gamma}}$ – безразмерная частота собственных маховых колебаний лопасти относительно ГШ; $R_{\rm max}$ – радиус винта; $T[r_{s\pi}, \phi_{\pi}(t)]$ – погонная аэродинамическая сила лопасти; $r_{s\pi}$ – радиус точки анализа, причем S_{Γ} – статический момент лопасти относительно ГШ.

Решение (9) является сложной задачей. Однако в рассматриваемом случае можно использовать результаты, полученные в [11] при упрощенных условиях, положив, что закрученная лопасть имеет в плане прямоугольную форму, регулятор взмаха отсутствует, а распределение индуктивных скоростей по отметаемому диску равномерно. Для этих условий

$$\begin{split} \beta_{0} &= \frac{\gamma}{\upsilon^{2}} \bigg[\frac{1}{4} \theta_{0} \left(1 + \mu_{B}^{2} \right) + \frac{1}{3} \lambda_{B} - \frac{1}{3} \mu_{B} \theta_{IS} \bigg]; \\ \beta_{1c} &= \frac{\frac{1}{8} \gamma^{2} \mu_{B} \left(1 + \frac{\mu_{B}^{2}}{2} \right) \left(\lambda_{B} + \frac{4}{3} \theta_{0} - \theta_{IS} \mu_{B} \right)}{\frac{1}{16} \gamma^{2} \left(1 - \frac{\mu_{B}^{4}}{4} \right) + \left(\upsilon^{2} - 1 \right)^{2}} \\ &- \frac{\frac{1}{16} \gamma^{2} \left(1 - \frac{\mu_{B}^{4}}{4} \right) + \left(\upsilon^{2} - 1 \right)^{2}}{\frac{1}{16} \gamma^{2} \left(1 - \frac{\mu_{B}^{4}}{4} \right) + \left(\upsilon^{2} - 1 \right)^{2}} + \frac{\gamma \bigg[\frac{1}{3} \mu_{B} \beta_{0} + \frac{1}{4} \theta_{Ic} \left(1 + \frac{\mu_{B}^{2}}{2} \right) \bigg] \left(\upsilon^{2} - 1 \right)}{\frac{1}{16} \gamma^{2} \left(1 - \frac{\mu_{B}^{4}}{4} \right) + \left(\upsilon^{2} - 1 \right)^{2}}; \end{split}$$

$$\beta_{ls} = \frac{\frac{1}{4}\gamma^{2}\left(1-\frac{\mu_{B}^{2}}{2}\right)\left(\frac{1}{3}\beta_{0}\mu_{B}\right)}{\frac{1}{16}\gamma^{2}\left(1-\frac{\mu_{B}^{4}}{4}\right)+\left(\upsilon^{2}-1\right)^{2}} + \frac{\frac{1}{16}\gamma^{2}\left(1-\frac{\mu_{B}^{4}}{4}\right)+\left(\upsilon^{2}-1\right)^{2}}{\frac{1}{16}\gamma^{2}\left(1-\frac{\mu_{B}^{4}}{4}\right)+\left(\upsilon^{2}-1\right)^{2}} - \frac{\gamma\left[\left(\frac{1}{2}\lambda_{B}+\frac{2}{3}\theta_{0}\right)\mu_{B}-\theta_{ls}\left(\frac{1}{4}+\frac{3}{8}\mu_{B}^{2}\right)\right]\left(\upsilon^{2}-1\right)}{\frac{1}{16}\gamma^{2}\left(1-\frac{\mu_{B}^{4}}{4}\right)+\left(\upsilon^{2}-1\right)^{2}},$$

где

$$\gamma = \frac{b_{\pi} \rho \alpha_{\infty} R_{\max}^4}{2 J_{\Gamma}}$$

- массовая характеристика лопасти;

$$\mu_{\rm B} = \frac{v\cos(\alpha_{\rm B})}{\omega_{\rm B}R_{\rm max}}$$

- характеристика режима полета;

$$\lambda_{\rm B} = \frac{v \sin(\alpha_{\rm B}) + v_1}{\omega_{\rm B} R_{\rm max}}$$

– характеристика протекания, причем ρ – массовая плотность воздуха; α_{∞} – производная коэффициента подъемной силы в сечении лопасти по углу установки; $\alpha_{\rm B}$ – угол наклона плоскости вращения винта (плоскость основания конуса) относительно горизонтальной плоскости; $\upsilon_{\rm l}$ – индуктивная скорость подсасывания.

Изменение общего шага угла установки θ_0 с помощью автомата перекоса (АП) приводит к изменению подъемной силы и, следовательно, к изменению угла конусности β_0 . Изменение циклического шага угла установки θ_{1c} отклонением тарелки АП вперед или назад (по тангажу) приводит к изменению угла наклона основания конуса на β_{1c} . Аналогичное изменение циклического шага угла установки θ_{1s} вправо или влево (по крену) вызывает изменение угла наклона на β_{1s} .

Лопасти НВ имеют конструктивные особенности. Основой лопасти служит лонжерон, образующий носовую часть профиля лопасти, к которому крепится ее хвостовая часть. Лопасти цельнометаллической конструкции можно разделить на две группы: с трубчатым стальным лонжероном



Fig. 9. Blade design features

(Ми-6 и Ми-26) и с прессованным лонжероном из легких сплавов (Ми-2, Ми-8, Ми-24) [12]–[14]. Для разгрузки от переменных усилий хвостовая часть лопасти выполняется разрезной и обычно состоит из не связанных жестко между собой отсеков, имеющих сотовое заполнение, с резиновыми вкладышами между ними (рис. 9). При изгибных деформациях лонжерона хвостовые отсеки практически не нагружаются. Использование в конструкции лопасти отдельных секций позволяет легко обеспечить скручивание лопасти, а в случае повреждения одной из секции заменить ее.

Модель сигнала, отраженного от несущего винта с учетом маховых движений и изгибов лопастей. При моделировании использована прямоугольная система координат ОХҮЗ (см. рис. 1). Кромки НВ представим набором отражателей, расположенных на линиях кромок. В рамках этой модели передние и задние кромки лопасти описываются кусочно-линейными функциями. Например, для лопасти НВ вертолета Ми-2 передняя кромка аппроксимируется (рис. 10, а) двумя участками длиной $R_{\Pi 1}$ и $R_{\Pi 2}$ с углом наклона второго участка относительно первого $\beta_{\Pi 2}$, а задняя кромка (рис. 10, б) – четырьмя участками с длинами R₃₁, R₃₂, R₃₃, R₃₄ с углами наклона второго, третьего и четвертого участков относительно первого β_{32} , β_{33} , β_{34} соответственно. Угол наклона первых участков аппроксимации передней и задней кромок соответствует текущему углу взмаха $\beta_{\Pi}(\phi_{\Pi})$.

Обозначим расстояния от центра вращения C до $n_{\text{отр.п}}$ -го отражателя как $R_{n_{\text{отр.п}}}$, а от центра вращения до проекции $n_{\text{отр.3}}$ -го отражателя на переднюю кромку как $R_{n_{\text{отр.3}}}$. Проекции этих расстояний на плоскость вращения втулки винта обозначены как $R_{n,n_{\text{отр.n}}}$ и $R_{n,n_{\text{отр.3}}}$ соответственно (рис. 10). Положим, что отражатели расположены на кромках через равные интервалы ΔR . Количество отражателей на участках вычисляется с использованием функции округления:

$$N_{\Pi\zeta} = \operatorname{ceil} \left[R_{\Pi\zeta} / \Delta R \right]; \ \zeta = 1, \ 2;$$
$$N_{3\xi} = \operatorname{ceil} \left[R_{3\xi} / \Delta R \right]; \ \xi = \overline{1, \ 4};$$
$$N_{\text{orp}} = \sum_{\zeta=1}^{2} N_{\Pi\zeta} = \sum_{\xi=1}^{4} N_{\Pi\xi}.$$

Поскольку β_{Π} есть функция от углового положения ϕ_{Π} , то проекции $R_{\Pi,n_{\text{отр.}\Pi}}$ и $R_{\Pi,n_{\text{отр.}3}}$ – также функции от ϕ_{Π} . Они рассчитываются через $R_{n_{\text{отр.}\Pi}}$, $R_{n_{\text{отр.}3}}$ и углы наклона линейных участков.

Представим угловое положение ϕ_{Π} первой лопасти функцией от времени $\phi_{\Pi 1}(t) = \omega_{B}t + \phi_{0}$. Положим, что вертолет движется к РЛД по траектории, параллельной оси *OX*, с постоянной скоростью *v* на фиксированной высоте (см. рис. 1). Законы изменения координат $n_{\text{отр.п}}$ -го отражателя описываются выражениями

$$\begin{aligned} x_{n_{\text{orp.}\pi}}(t) &= \\ x_{C0} + vt + R_{\Pi, n_{\text{orp.}\pi}} \big[\phi_{\pi 1}(t) \big] \cos \big[\phi_{\pi 1}(t) \big]; \end{aligned}$$



=

Рис. 10. Аппроксимация кромок лопасти несущего винта *Fin. 10.* Approximation of the rotor blade edges: a – the leading edge; δ – the trailing edge

$$y_{n_{\text{orp,n}}}(t) =$$

$$= y_{C0} - R_{\Pi, n_{\text{orp,n}}} [\phi_{\Pi 1}(t)] \sin[\phi_{\Pi 1}(t)];$$

$$z_{n_{\text{orp,n}}}(t) =$$

$$= \begin{cases} z_{C0} + (n_{\text{orp,n}} - 1) \Delta R \sin\{\beta_{\Pi} [\phi_{\Pi 1}(t)]\}, \\ 1 \le n_{\text{orp,n}} \le N_{\Pi 1}; \\ z_{C0} + R_{\Pi 1} \sin\{\beta_{\Pi} [\phi_{\Pi 1}(t)]\} + \\ + (n_{\text{orp,n}} - N_{\Pi 1} - 1) \Delta R \sin\{\beta_{\Pi} [\phi_{\Pi 1}(t)] + \beta_{\Pi 2}\}, \\ N_{\Pi 1} < n_{\text{orp,n}} \le N_{\text{orp}}, \end{cases}$$
(10)

и *n*_{отр.3} -го отражателя – выражениями:

$$\begin{split} x_{n_{\text{orp},3}}\left(t\right) = x_{\text{C0}} + vt + \\ + R_{\Pi,n_{\text{orp},3}}\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right] \cos\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right] + b_{\Pi} \sin\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right]; \\ y_{n_{\text{orp},3}}\left(t\right) = y_{\text{C0}} - \\ - R_{\Pi,n_{\text{orp},3}}\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right] \sin\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right] + b_{\Pi} \cos\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right]; \\ z_{n_{\text{orp},3}}\left(t\right) = \\ \begin{cases} z_{\text{C0}} + \left(n_{\text{orp},3} - 1\right)\Delta R \sin\left\{\beta_{\Pi}\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right]\right\}, \\ 1 \le n_{\text{orp},3} \le N_{31}; \\ z_{\text{C0}} + R_{31} \sin\left\{\beta_{\Pi}\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right]\right\} + \\ + \left(n_{\text{orp},3} - N_{31} - 1\right)\Delta R \sin\left\{\beta_{\Pi}\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right] + \beta_{32}\right\}, \\ N_{31} < n_{\text{orp},3} \le N_{31} + N_{32}; \end{cases} (11) \\ z_{\text{C0}} + R_{31} \sin\left\{\beta_{\Pi}\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right] + \beta_{32}\right\} + \\ + \left(n_{\text{orp},3} - N_{31} - N_{32} - 1\right) \times \\ \times \Delta R \sin\left\{\beta_{\Pi}\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right] + \beta_{33}\right\}, \\ N_{31} + N_{32} < n_{\text{orp},3} \le N_{31} + N_{32} + N_{33}; \\ z_{\text{C0}} + R_{31} \sin\left\{\beta_{\Pi}\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right] + \beta_{32}\right\} + \\ + R_{32} \sin\left\{\beta_{\Pi}\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right] + \beta_{32}\right\} + \\ + R_{33} \sin\left\{\beta_{\Pi}\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right] + \beta_{33}\right\} + \\ + \left(n_{\text{orp},3} - N_{31} - N_{32} - N_{33} - 1\right) \times \\ \times \Delta R \sin\left\{\beta_{\Pi}\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right] + \beta_{33}\right\} + \\ + \left(n_{\text{orp},3} - N_{31} - N_{32} - N_{33} - 1\right) \times \\ \times \Delta R \sin\left\{\beta_{\Pi}\left[\phi_{\Pi 1}\left(t\right)\right] + \beta_{34}\right\}, \\ N_{31} + N_{32} + N_{33} < n_{\text{orp},3} \le N_{\text{orp}}. \end{cases}$$

Заметим, что скорость полета v имеет отрицательный знак при приближении вертолета к РЛД и положительный при удалении.

Дальность до произвольного отражателя с учетом смены отражающих кромок первой лопасти при ее приближении и удалении описывается общими выражениями (7), (8) с использованием новых координат (10) (11) с заменой углового положения первой лопасти угловым положением $n_{\text{л.в}}$ -й лопасти, определяемым выражениями (1) и (2). Условия переключения отражающих характеристик кромок сохраняются прежними.

Результаты моделирования для несущего винта вертолета Ми-2. При моделировании приняты следующие значения переменных: частота вращения винта $F_{\rm B} = 4.119$ Гц; число лопастей $N_{\rm J.B} = 3$; радиусы лопастей $R_{\rm max} = 7.25$ м, $R_{\rm min} = 0.9$ м; хорда лопасти $b_{\rm J} = 0.4$ м; начальные координаты центра винта $x_{C0} = 206.8$ м, $y_{C0} = 209.2$ м, $z_{C0} = 52.8$ м; скорость полета v = 7 м/с; начальное угловое положение первой лопасти $\phi_0 = 30^\circ$; $\lambda = 1.25 \cdot 10^{-2}$ м; зондирующий сигнал – МХЗС, частота дискретизации АЦП $F_{\rm A} = 96$ кГц. Все отражатели изотропные в пределах области аппроксимации.

В соответствии с результатами экспериментов [15]–[18] при удалении вертолета от РЛД мощность ОС для передней кромки больше мощности ОС для задней кромки, а при приближении – наоборот. Поэтому ЭОП одного отражателя передней кромки для вариантов 1–3 принята равной $\sigma_{n_{\pi,B},n_{\text{отр,п}}}(t) = 4.5 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$, а ЭОП одного отражателя задней кромки для вариантов 2, 3 – равной $\sigma_{n_{\pi,B},n_{\text{отр,3}}}(t) = 5 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$. Длины и углы наклона участков составляют: $R_{\Pi 1} = R_{\Pi 2} = 0.5(R_{\text{max}} - R_{\text{min}});$ $\beta_{\Pi 2} = 4.5^{\circ};$ $R_{31} = R_{32} = R_{33} = R_{34} = 0.25(R_{\text{max}} - R_{\text{min}});$

 $\beta_{32} = 2.5^{\circ}; \quad \beta_{33} = 4.5^{\circ}; \quad \beta_{34} = 6.5^{\circ}.$ Для расчета коэффициентов махового движения использованы практические данные, приведенные в [9], [10] для вертолета Ми-2: массовая характеристика лопасти $\gamma = 0.762;$ момент инерции лопасти относительно ГШ $J_{\pi} = 804 \text{ кг} \cdot \text{м}^2;$ статический момент лопасти относительно ГШ $S_{\pi} = 197 \text{ кг} \cdot \text{м};$ смещение ГШ $e_{\pi} = 0.102 \text{ м};$ угол наклона плоскости вращения винта относительно горизонтальной плоскости $\alpha_{\text{B}} = 5^{\circ};$ индуктивная скорость подсасывания $\upsilon_{\text{I}} \cong 9 \text{ м/c};$ шаги угла установки $\theta_0 = 7^{\circ},$ $\theta_{\text{Ic}} = 5.73^{\circ}, \quad \theta_{\text{Is}} = 0^{\circ}.$



Рис. 11. Результаты моделирования при аппроксимации по варианту 1 *Fig. 11.* The simulation results in the approximation according to the option 1: Reflected signals: a – from the main rotor; δ – from the main rotor (fragment); e – from the approaching blade; e – from the retreating blade. Energy spectrum: ∂ – full; e – fragment

Результаты моделирования для аппроксимации лопасти по варианту 1 представлены на рис. 11: *а* – вещественная часть ОС Re $U_{\rm л.в.}$, δ – фрагмент этого сигнала – два импульса ОС, *в* – ОС для приближающейся лопасти, *г* – ОС для удаляющейся лопасти, d – энергетический спектр ОС *S* и *e* – его фрагмент^{*}.

Результаты моделирования для аппроксимации лопасти по варианту 2. На рис. 12 представлены: а – вещественная часть ОС, б – энергетический спектр ОС, в – ОС для приближающейся лопасти и г – ОС для удаляющейся лопасти.

Результаты моделирования для аппроксимации лопасти по варианту 3. На рис. 13 показаны зависимости угла взмаха от углового положения лопасти при разных скоростях полета. Результаты моделирования представлены на рис. 14: a – вещественная часть ОС; δ – энергетический спектр ОС с учетом маховых движений и изгиба лопастей при скорости полета 7 м/с; e – ОС для приближающейся лопасти.

Анализ результатов моделирования. ОС для многолопастной структуры НВ представляет собой набор импульсов с внутриимпульсной частотной модуляцией. При кусочно-линейной аппроксимации по варианту 3 каждый импульс ОС состоит из примыкающих друг к другу импульсов с линейной частотной модуляцией, количество и параметры модуляции которых определяются числом линейных отрезков, их расположением на кромке и частотой вращения винта. Частота повто-

^{*} f_{π} – доплеровская частота ОС.



Рис. 12. Результаты моделирования при аппроксимации по варианту 2 *Fig. 12.* The simulation results in the approximation according to the option 2: a – the reflected signal from the main rotor; δ – energy spectrum of the reflected signal; e – reflected signal from the approaching blade; z – reflected signal from the retreating blade



Рис. 13. Зависимость угла взмаха от углового положения лопасти (аппроксимация по варианту 3)

Fig. 13. The dependence of the flapping angle on the angular position of the blade (approximation according to option 3)

рения импульсов ОС определяется произведением числа лопастей и частоты вращения $N_{\rm Л.B}F_{\rm B}$ винта (рис. 11, *a*, 12, *a*, 14, *a*). Спектр сигнала, отраженного от HB, имеет дискретную структуру (рис. 11, *e*), в которой составляющие следуют с интервалом $N_{\rm Л.B}F_{\rm B}$. Пики в спектре ОС, обнаруженные при моделировании для аппроксимации лопасти по варианту 3 (рис. 14, *б*), обусловлены более длительным накоплением отраженных сигналов в области боковых лепестков диаграммы обратного рассеяния лопасти. Аналогичные пики присутствуют в спектрах ОС, полученных в ходе экспериментальных исследований, представленных далее. Результаты экспериментальных исследований для вертолета Ми-2. Условия эксперимента: зависший вертолет медленно перемещался боком к РЛД в интервале дальностей от 40 до 30 м на высоте 3 м. Зондирующий сигнал МХЗС с круговой поляризацией и $\lambda = 0.0125$ м. Частота дискретизации ОС 48 кГц. На рис. 15 представлены результаты исследования сигнала, отраженного от НВ, после компенсации сигнала, отраженного от корпуса вертолета, и мешающих отражений. Время когерентного накопления (формирования спектра) $T_a = 1.365$ с.

На рисунках представлены вещественная часть ОС для НВ (a – общий вид, δ – фрагмент), ОС для приближающейся (e) и удаляющейся (e) лопастей, энергетический спектр ОС для НВ (∂ – общий вид, e – фрагмент).

Сопоставление результатов. Сравнение данных, полученных при моделировании и в эксперименте, позволяет сделать вывод, что модель ОС НВ вертолета с учетом маховых движений и изогнутых в полете форм лопастей близка к реальному ОС. Каждый импульс комплексной огибающей ОС (рис. 14, в и г, 15, в и г) состоит из примыкающих друг к другу коротких импульсов. Количество, длительности и параметры модуляции этих импульсов определяются количеством,



Puc. 15. Результаты эксперимента *Fig. 15.* Experimental results

Reflected signals: $a - \text{from the main rotor; } \delta - \text{from the main rotor (fragment); } s - \text{from the approaching blade;}$ $<math>c - \text{from the retreating blade. Energy spectrum: } \partial - \text{full; } e - \text{fragment}$ расположением и ориентацией линейных участков на соответствующей кромке. В частности, для вертолета Ми-2 ОС передней кромки при приближении лопасти к РЛД состоит из двух парциальных импульсов (рис. 14, e), а ОС от задней кромки при удалении лопасти от РЛД – из четырех парциальных импульсов (рис. 14, e); длительность парциальных импульсов (рис. 14, e); длительность парциального импульса определяется шириной лепестка диаграммы обратного рассеяния от соответствующего линейного участка на кромке лопасти (рис. 11, e и e; 12, e и e; 14, e и e; 15, e и e); спектры сигналов, отраженных от приближающейся и удаляющейся лопастей, расположены симметрично относительно доплеровской частоты сигнала, отраженного от корпуса вертолета, и имеют разный уровень (рис. 12, e; 14, e; 15, d). Заключение. В сантиметровом диапазоне длин волн математическая модель сигнала, отраженного от несущего винта как системы лопастей, наиболее точно описывается представлением каждой лопасти набором изотропных отражателей, расположенных на передней и задней кромках лопасти. Учет маховых движений и изогнутых форм лопастей в модели ОС позволяет максимально приблизиться к особенностям реального сигнала, более точно описать закон изменения фазовой структуры сигнала и следовательно, повысить качество построения РЛИ винта. Разработанная модель может использоваться для совершенствования алгоритмов ОСАА, обеспечивающих построение РЛИ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Экспериментальное обоснование модели отраженного от вертолета радиолокационного сигнала / О. В. Васильев, П. В. Кутахов, В. Г. Щекотилов, И. А. Юрчик // Радиотехника. 2001. № 11. С. 12–16.

2. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов / М. Е. Варганов, Ю. С. Зиновьев, Л. Ю. Астанин, А. А. Костылев, А. Я. Пасмуров, В. А. Сарычев, С. К. Слезкинский, Б. Д. Дмитриев.; под ред. Л. Т. Тучкова. М.: Радио и связь, 1985. 235 с.

3. Бартон Д. Радиолокационные системы / пер. с англ. П. Горохова, О. Казакова, А. Тупицына. М.: Воениздат, 1967. 480 с.

4. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория / Я. Д. Ширман, Ю. И. Лосев, Н. Н. Минервин, С. В. Москвитин, С. А. Горшков, Д. И. Леховицкий, Л. С. Левченко; под ред. проф. Я. Д. Ширмана; ЗАО "МАКВИС". М., 1998. 828 с.

5. Бакулев П. А. Радиолокация движущихся целей. М.: Сов. радио, 1964. 336 с.

6. Справочник по радиолокации: в 4 т. / под ред. М. Сколника. Т. 1. Основы радиолокации / пер. с англ.; под общ. ред. К. Н. Трофимова. М.: Сов. радио, 1976. 455 с.

7. Джонсон У. Теория вертолета: в 2 кн. / пер. с англ. Кн. 2. М.: Мир, 1983. 1024 с.

8. Юрьев Б. Н. Избранные труды: в 2 т. Т. 1. Воздушные винты. Вертолеты. М.: Изд-во АН СССР, 1961. 553 с.

9. Зозуля В. Б., Лалетин К. Н., Гученко Н. И. Практическая аэродинамика вертолета Ми-2. М.: Воздушный транспорт, 1984. 176 с.

10. Романчук В. Н., Красильников В. В. Вертолет Ми-2. М.: Транспорт, 1972. 260 с.

11. Борисов Е. А., Леонтьев В. А., Новак В. Н. Анализ особенностей работы несущего винта с отрицательным выносом горизонтальных шарниров // Тр. МАИ. 2017. № 95. URL: http://trudymai.ru/published.php?ID=84476 (дата обращения 26.05.2019)

12. Акимов А. И. Аэродинамика и летные характеристики вертолетов. М.: Машиностроение, 1988. 144 с.

13. Вертолеты: справ. по аэродинамике, динамике полета, конструкции, оборудованию и технической эксплуатации / А. М. Володко, М. П. Верхозин, В. А. Горшков; под ред. А. М. Володко. М.: Воениздат, 1992. 557 с.

14. Вертолеты, расчет и проектирование: в 3 т. Т. 2. Колебания и динамическая прочность / М. Л. Миль, А. В. Некрасов, А. С. Браверман, Л. Н. Гродко, М. А. Лейканд; под ред. М. Л. Миля. М.: Машиностроение, 1967. 424 с.

15. Bullard B. D., Dowdy P. C. Pulse Doppler signature of a rotary-wing aircraft // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 1991. Vol. 6, iss. 5. P. 28–30.

16. Fliss G. G. Tomographic radar imaging of rotating structures // Proc. SPIE Vol. 1630, Synthetic Aperture Radar. 1992. P. 199–207. doi: 10.1117/12.59018

17. Rotander C. E., Von Sydow H. Classification of helicopters by the L/N-quotient // Proc. of the Radar 97 (Conf. Publ. 449), 14–16 Oct. 1997, Edinburgh, UK. Piscataway: IEEE, 1997. P. 629–633.

18. Tikkinen J. M., Helander E. E., Visa A. J. E. Joint utilization of incoherently and coherently integrated radar signal in helicopter categorization // IEEE Intern. Radar Conf., 9–12 May 2005, Arlington, VA, USA. Piscataway: IEEE, 2005. P. 540–545. doi: 10.1109/RADAR.2005.1435885

Гейстер Сергей Романович – доктор технических наук (2004), профессор (2006). Руководитель опытных и экспериментальных разработок ЗАО "Группа производственных технологий и авиационного машиностроения Аэромаш". Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – построение радиотехнических систем различного назначения; радиолокационное распознавание; адаптивная обработка сигналов; радиоэлектронная защита.

E-mail: hsr_1960@yahoo.com

Нгуен Тьен Тхай – магистр техники и технологии (2016), аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. Автор 14 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокационное распознавание; цифровая обработка сигналов. E-mail: thairti@gmail.com

REFERENCES

1. Vasil'yev O. V., Kutakhov P. V., Shchekotilov V. G., Yurchik I. A. Experimental Validation of the Model of a Radar Signal Reflected from a Helicopter. Radiotekhnika, 2001, no. 11, pp. 12–16. (In Russ.)

2. Varganov M. E., Zinov'yev Yu. S., Astanin L. Yu., Kostylev A. A., Pasmurov A. Ya., Sarychev V. A., Slezkinskii S. K., Dmitriev B. D. *Radiolokatsionnyye kharakteristiki letatel'nykh apparatov* [Radar Characteristics of Airborne Vehicles], ed. by L. T. Tuchkova. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1985, 235 p. (In Russ.)

3. Barton D. K. Radar system analysis. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall, 1964.

4. Shirman Ya. D., Losev Yu. I., MInervin N. N., Moskvitin S. V., Gorshkov S. A., Lekhovitskii D. I., Levchenko L. S. *Radioelektronnyye sistemy: Osnovy postroyeniya i teoriya* [Radio Electronic Systems. Basics of Construction and Theory], ed. by Ya. D. Shirman. Moscow, *ZAO "MAKVIS*", 1998, 828 p. (In Russ.)

5. Bakulev P. A. *Radiolokatsiya dvizhushchikhsya tseley* [Radar Detection of Moving Targets]. Moscow, *Sovetskoye radio*, 1964, 336 p. (In Russ.)

6. Radar handbook: ed by M. I. Skolnik. In 4 vol. Vol. 1. New York, McGraw-Hill, Technology & Engineering, 1970.

7. Johnson W. Helicopter Theory. Princeton, Princeton University Press, 1980.

8. Yur'yev B. N. *Izbrannyye trudy. Tom 1. Vozdushnyye vinty, vertolety* [Propellers. Helicopters]. Moscow, *Iz-datel'stvo akademii nauk SSSR*, 1961, 553 p. (In Russ.)

9. Zozulya V. B., Laletin K. N., Guchenko N. I. *Prakticheskaya aerodinamika vertoleta Mi-2* [Practical Aerodynamics of the Mi-2 Helicopter]. Moscow, *Vozdushnyy transport*, 1984, 176 p. (In Russ.)

10. Romanchuk V. N., Krasil'nikov V. V. *Vertolet Mi-2* [Mi-2 Helicopter]. Moscow, Transport, 1972, 260 p. (In Russ.) 11. Borisov E. A., Leont'yev V. A., Novak V. N. *Analiz* osobennostey raboty nesushchego vinta s otritsatel'nym vynosom gorizontal'nykh sharnirov [Analysis of the Features of the Rotor with a Negative Removal of Horizontal Hinges]. Trudy MAI, 2017, no. 95. Available at: http://trudymai.ru/published.php?ID=83562 (accessed 26.05.2019) (In Russ.)

12. Akimov A. I. Aerodinamika i letnyye kharakteristiki vertoletov [Aerodynamics and Flight Characteristics of Helicopters]. Moscow, Mashinostroyeniye, 1988, 144 p. (In Russ.)

13. Volodko A. M., Verkhozin M. P., Gorshkov V. A. Vertolety: *Spravochnik po aerodinamike, dinamike poleta, konstruktsii, oborudovaniyu i tekhnicheskoy ekspluatatsii* [Helicopters: Handbook of Aerodynamics, Flight Dynamics, Design, Equipment and Technical Operation], ed. by A. M. Volodko. Moscow, *Voyenizdat*, 1992, 557 p. (In Russ.)

14. Mil' M. L., Nekrasov A. V., Braverman A. S., Grodko L. N., Leikand M. A. *Vertolety, raschet i proyektirovaniye. Tom 2. Kolebaniya i dinamicheskaya prochnost'* [Helicopters, Calculation and Design. Vol. 2. Oscillations and Dynamic Strength]. Moscow, *Mashinostroyeniye*, 1967, 424 p. (In Russ.)

15. Bullard B. D., Dowdy P. C. Pulse Doppler signature of a rotary-wing aircraft. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 1991, vol. 6, iss. 5, pp. 28–30.

16. Fliss G. G. Tomographic Radar Imaging of Rotating Structures. Proc. SPIE 1630, Synthetic Aperture Radar, 1992, pp. 199–207.

17. Rotander C. E., Von Sydow H. Classification of Helicopters by the L/N-quotient. Proc. of the Radar 97 (Conf. Publ. 449), 1997, pp. 629–633.

18. Tikkinen J. M., Helander E. E., Visa A. Joint Utilization of Incoherently and Coherently Integrated Radar Signal in Helicopter Categorization. IEEE International Radar Conf., Arlington, VA, 9–12 May 2005, Piscataway, IEEE, 2005, pp. 540–545.

Sergey R. Heister – Dr. of Sci. (Engineering) (2004), Professor (2006). Head of experimental developments of Closed joint-stock company "Group of Manufacturing Technologies and Aeronautical Engineering AEROMASH". The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: construction of radio engineering systems for various purposes; radar recognition; adaptive signal processing; radioelectronic protective measures. E-mail: hsr_1960@yahoo.com

Thai T. Nguyen – Master of engineering and technology (2016). Postgraduate student at the Department of Information radiotechnologies department of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. The author of 14 scientific publications. Area of expertise: radar recognition; digital signal processing. E-mail: thairti@gmail.com



https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-3-88-96 УДК 661.666.23

> **Д. Ю. Корнилов**[™] ООО "АкКо Лаб" ул. Гиляровского, д. 65, стр. 1, Москва, 129110, Россия

ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ТЕРМИЧЕСКОГО ВОССТАНОВЛЕНИЯ НА СТРУКТУРУ И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПЛЕНОК ВОССТАНОВЛЕННОГО ОКСИДА ГРАФЕНА

Аннотация

**

Введение. Высокая электропроводность, теплопроводность, прочность, большая площадь поверхности, высокий коэффициент светопропускания – это лишь неполный перечень свойств графена – материала, являющегося весьма перспективным с точки зрения применения в микро- и наноэлектронике. Кроме того, к преимуществам графена можно отнести возможность его получения различными способами. Это позволяет, используя соответствующие технологические приемы, создавать материалы с заданными физико-химическими характеристиками.

Цель работы. Исследование степени влияния температуры термического восстановления на физикохимические свойства пленок оксида графена (ОГ).

Материалы и методы. В описываемой работе пленки ОГ были получены на поверхности предметного стекла посредством его погружения и извлечения из водной дисперсии оксида графена (dip coating). Полученные образцы были охарактеризованы методом сканирующей электронной микроскопии, спектроскопии комбинационного рассеяния света, элементного СНN-анализа. Удельное поверхностное электрическое сопротивление было измерено четырехзондовым методом.

Результаты. Установлено отличие содержания элементов (С, Н, N) в исследуемых образцах, снижение дефектности в графеновой структуре, а также уменьшение удельного электрического сопротивления пропорционально увеличению температуры восстановления. Также обнаружено уменьшение толщины пленок ОГ при термической обработке, что предположительно связано с потерей функциональных групп в ОГ при его термическом восстановлении.

Заключение. Результаты исследований демонстрируют возможность получения углеродных пленок из восстановленного оксида графена (ВОГ) с заданными физико-химическими характеристиками, которые могут найти применение в тонкопленочных технологиях. Представленные материалы также могут быть полезны исследователям в вопросах получения и применения ОГ и ВОГ.

Ключевые слова: оксид графена, восстановленный оксид графена, тонкослойные пленки

Для цитирования: Корнилов Д. Ю. Влияние температуры термического восстановления на структуру и электрофизические свойства пленок восстановленного оксида графена // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 88–96. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-88-96

Источник финансирования. Инициативная работа.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 07.04.2019; принята к публикации 20.05.2019; опубликована онлайн 27.06.2019

© Корнилов Д. Ю., 2019

Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License



Denis Yu. Kornilov ⊠ LLC "AkKo Lab" 65/1, Gilyarovskogo Str., 129110, Moscow, Russia

THE INFLUENCE OF THE THERMAL REDUCTION TEMPERATURE ON THE STRUCTURE AND ELECTROPHYSICAL PROPERTIES OF REDUCED GRAPHENE OXIDE FILMS

Abstract

Introduction. An incomplete list of graphene properties includes high electric conductivity, thermal conductivity, strength, large surface area, high light transmittance. Graphene is a very promising material from the point of view of its application in micro- and nanoelectronics. In addition, graphene advantage is a possibility of its obtaining by various ways. It allows creating materials with desired physicochemical properties by using appropriate technological methods. **Objective.** The investigation of a thermal reduction temperature influence on physicochemical properties of graphene oxide (GO) films.

Materials and methods. In the present work, GO films are obtained on a slide surface by its immersing and removing from a graphene oxide water dispersion (dip coating). Obtained samples are studied by methods of scanning electron microscopy, Raman spectroscopy, and elemental CHN analysis. A sheet resistance is measured by a four-point probes method.

Results. A content difference of elements (C, H, N) in studied samples, and both graphene structure defectiveness and sheet resistance decrease, are found to be proportional to a reduction temperature increase. A GO films thickness decrease during a heat treatment is also observed, which is presumably associated with a functional GO groups loss while thermal reduction.

Conclusion. Research results demonstrate a possibility of a carbon films with desired physicochemical properties obtaining from a reduced graphene oxide (RGO), which can be used in thin-film technologies. Presented materials can also be useful in issues related to GO and RGO obtaining and applying.

Key words: graphene oxide, reduced graphene oxide, multilayer films

For citation: Kornilov D. Yu. The Influence of the Thermal Reduction Temperature on the Structure and Electrophysical Properties of Reduced Graphene Oxide Films. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 88–96. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-88-96

Acknowledgements. Initiative work.

Conflict of interest. Author declares no conflict of interest.

Submitted 07.04.2019; accepted 20.05.2019; published online 27.06.2019

Введение. Анализ литературных данных демонстрирует значительное количество работ (рис. 1) в области исследования свойств пленок на основе графена – материала, представляющего собой монослой атомов углерода, соединенных посредством σ- и π-связей в гексагональную двумерную кристаллическую решетку. Фирма INTEL рассматривает графен как одну из возможных основ микроэлектроники будущего [1]. Стоит отметить, что повышенный интерес к графену связан с его уникальными, практически подтвержденными свойствами. Например, однослойный графен обладает максимальной теоретически возможной площадью поверхности, которая составляет 2640 м²/г, при этом он способен выдерживать токи большой плотности [2]. Графен – самый прочный материал, модуль Юнга которого составляет 1ТПа, он может подвергаться значительной деформации без нарушений в кристалли-



 Рис. 1. Количество публикаций в области применения

 графена в тонкопленочных технологиях в период с 2006 г.

 по 2018 г. (поиск словосочетаний "Graphene films"

 производился по базе данных EBSCO Discovery Service)

 Fig. 1. The number of publications in a graphene applications field in thin-film technologies over a period from 2006 to 2018 (keywords search for "graphene films" by using the EBSCO Discovery Service database)

ческой решетке [3]. Теплопроводность монослоя графена составляет 5000 Вт/(м·°С). Максимальная подвижность носителей заряда однослойного графена при комнатной температуре равна 200 000 см²/($B \cdot c$) [4], а коэффициент оптического пропускания графена – 97.7 %. Кроме того, к преимуществам графена относится возможность его получения различными способами, например: химическое парофазовое осаждение на металлическую подложку из углеродсодержащей газовой смеси; формирование графена на грани кристалла карбида кремния при термическом разложении поверхности кристалла; растворный метод синтеза, известный как метод Хаммерса, заключающийся в химическом окислении графита с его последующим диспергированием в растворе до формирования окисленного графена, представляющего собой чешуйки графена с присоединенными по краям или внутри углеродной сетки кислородсодержащими функциональными группами, где далее при термическом или химическом воздействии происходит восстановление ОГ до графена; прямое диспергирование графита в различных растворителях в присутствии поверхностноактивных веществ (ПАВ). Стоит указать, что в соответствии с словарем ISO/TS80004-13 международной организации по стандартизации [5] к графеновым материалам (graphene and related two-dimensional (2D) materials) относятся: графен (graphene) - монослой атомов углерода; двойнослойный графен (bilayer graphene 2LG) - материал, состоящий из двух слоев углерода; трехслойный графен (trilayer graphene 3LG) – материал, состоящий из трех слоев атомов углерода; многослойный графен (few-layer graphene - FLG) - материал, содержащий от трех до 10 слоев атомов углерода. Данная классификация согласуется с публикациями [6]-[8], указывающими на наличие уникальных свойств графеновых материалов, состоящих не более чем из 10 слоев атомов углерода.

Следовательно, сочетание в графене таких свойств, как высокая электропроводность, прочность, эластичность, теплопроводность, светопропускание, большая площадь поверхности, а также возможность использования различных технологических приемов получения графена, свидетельствует о перспективности его применения в микро- и наноэлектронике. Например, для формирования электропроводящих покрытий на диэлектрических материалах при создании элементов измерительных схем, датчиков, сенсорных панелей, фотоэлектрических преобразователей, фотодетекторов, нагревательных композиций, при разработке экранирующих и радиопоглощающих материалов, а также планарных химических источников тока (ХИТ) [9]–[14].

Целью описываемой работы являлось исследование влияния температуры восстановления ОГ на его физико-химические свойства.

Материалы и методы. Для получения пленок из ОГ использовалась водная дисперсия чешуек ОГ (с концентрацией 2.3 мг/мл) латеральным размером 0.1...4 мкм и толщиной до 1.5 нм, полученных методом Хаммерса и охарактеризованных современными физико-химическими методами анализа [15], результаты которых были представлены в ранее изданных публикациях [16]-[18]. Методика получения дисперсии ОГ заключалась в следующем: в стеклянный химический стакан, снабженный магнитной мешалкой, вливалась концентрированная серная кислота, после чего добавлялись персульфат аммония и пентаоксид фосфора. Полученную реакционную смесь нагревали до 80...85 °С для полного растворения реагентов. Далее в стакан присыпался порошок природного графита (99.9 %), после чего полученную смесь, постоянно перемешивая, выдерживали при температуре 80 °С в течение 5 ч. Затем в охлажденную до комнатной температуры смесь медленно приливалась дистиллированная вода, после чего полученный осадок многократно промывался на стеклянном пористом фильтре до pH = 7 с последующей сушкой. Высушенный порошок переносился в стакан с серной кислотой, охлаждаемый на ледяной бане. Затем медленно при постоянном перемешивании присыпался перманганат калия. После этого приливалась дистиллированная вода в объеме, равном объему реакционной смеси, при этом температура смеси не превышала 40 °С. Через некоторое время добавлялся объем воды, аналогичный предыдущему, а также небольшое количество 30 %-й перекиси водорода. При этом наблюдалось выделение пузырьков и изменение цвета суспензии на желто-коричневый. Полученный твердый осадок промывался большим объемом деионизованной воды (ДВ) с последующей сушкой. Для получения дисперсии ОГ полученный порошок помещали в цилиндрический стакан, в который приливалась дистиллированная вода, после чего производилась ультразвуковая обработка (частота 20.4 кГц, удельная мощность 0.1...1 Вт/см³) в течение 15 мин. Полученную дисперсию центрифугировали на протяжении

10 мин при скорости 200 рад/с для удаления крупных и плохо окисленных частиц.

Пленки были получены на поверхности предметного стекла окунанием стеклянной подложки (dip-coating) в водную дисперсию ОГ с последующей сушкой при температуре 40...50 °С. Далее пленка не снималась со стекла, что упрощало обращение с исследуемыми объектами.

Подготовка и очистка стеклянных подложек производилась в несколько стадий, содержащих следующие виды обработки:

– отмывка ПАВ;

- ополаскивание ДВ;

 выдержка в водном растворе 20 %-го NaOH при комнатной температуре в течение 20 мин;

- ополаскивание ДВ;

 выдержка в водном растворе 5 %-й НF при комнатной температуре в течение 5 мин;

- ополаскивание ДВ;

 обработка в ультразвуковой ванне в течение 10 мин;

- ополаскивание ДВ;

- сушка на воздухе в течение 1 ч.

Для исследования изменения свойств пленок ОГ в зависимости от условий термического восстановления опытные образцы были подвергнуты нагреву в муфельной печи со скоростью 2 °С/мин до 200, 300 и 400 °С с выдержкой по достижении заданной температуры 1 ч. Морфология поверхности пленок исследовалась на сканирующем электронном микроскопе SUPRA 40 Carl Zeiss (Германия). Ускоряющее напряжение при получении изображений во вторичных и обратнорассеянных электронах составляло 1...10 кВ.

Исследование структуры связей в пленках проводилось методом комбинационного рассеяния (КР) света с помощью спектрометра Renishaw In Via (Великобритания) с длиной волны лазерного возбуждения 514 нм. Калибровка спектрометра проводилась на стандартном образце монокристаллического кремния с основной колебательной модой при 520.5 см⁻¹. Форма полос D, G и D' описана функцией Гаусса.

Удельное поверхностное сопротивление (R_s) тонкопленочных образцов измерялось при помощи потенциостата-гальваностата P-30J Elins (Россия) четырехзондовым методом в ячейке с точечными контактами, покрытыми платиной. Расстояние между контактами 1.6 мм.

Толщина исследуемых покрытий была определена методом атомно-силовой микроскопии (ACM) на сканирующем зондовом микроскопе NANOSCOPE III (США). Пунктирная линия, представленная на АСМ-изображениях (рис. 2), указывает участок, используемый для анализа профиля рельефа поверхности. На АСМ-



Рис. 2. АСМ-изображение пленки и ее поперечное сечение, взятое вдоль пунктирной линии: a – пленка ОГ; δ – пленка ВОГ после термообработки при 400 °C *Fig.* 2. AFM images of the films and their cross-sections along the dotted lines: a – GO film; δ – RGO film after the heat treatment at 400 °C изображениях, для координации вдоль пунктирной линии, установлены треугольные маркеры, расположению которых соответствуют пунктирные линии на изображениях поперечных сечений.

С-, Н-, N-анализ производился на автоматическом анализаторе vario Micro cube (Германия). Величина навески образца 0.8...1 мг. Температура сожжения образца 950 °С. Содержание CHN рассчитывается автоматически программным обеспечением прибора. В программе учитываются предварительно установленные по стандартным образцам калибровочные коэффициенты, результаты холостого опыта и величина навески.

Результаты. Подготовленные для эксперимента образцы пленок, полученные из дисперсии ОГ, имели толщину не более 37 нм (рис. 2, *a*), которая была определена методом АСМ. Нагрев при температурах 200 и 300 °С на толщину пленок не повлиял, однако обработка при 400 °С привела к снижению толщины пленки до 6...19 нм (рис. 2, *б*). Это, возможно, связано с уменьшением высоты монослоя ОГ (0.9...1.2 нм) до графена (0.335 нм) в связи с термическим восстановлением и как результат с потерей кислородсодержащих функциональных групп, на что также указывают результаты С-, Н-, N-анализа, подтверждающие увеличение содержания углерода, связанное со снижением в общей массе водорода и предположительно кислорода [19]–[24]. Кроме того, удалось установить зависимость снижения удельного поверхностного электрического сопротивления пленок по мере увеличения температуры при термической обработке (таблица) с 75 кОм/□ для образца восстановленного ОГ (ВОГ),

Физико-химические характеристики пленок ОГ и ВОГ Physico-chemical characteristics of the films of GO and RGO

nysico-enclinear enalacteristics of the mins of GO and RO						
	Наименование	t _{BOCCT} ,	$R_{s,}$	С- Н- N- анализ		
	образца	$\dots^{\circ} C$	ом/□	С, %	Н, %	N, %
	ОГ	-	-	45.97	3.25	0.65
	ВОГ 200	200	75	73.48	1.19	1.22
	ВОГ 300	300	9.5	74.09	1.09	1.39
	ВОГ 400	400	8	74.74	1.12	1.79



Рис. 3. СЭМ-микрофотографии структуры поверхности пленок ОГ и ВОГ: а – пленка ОГ; б – пленка ВОГ после термообработки при 200 °С; в – пленка ВОГ после термообработки при 300 °С; ε – пленка ВОГ после термообработки при 400 °С Fig. 3. SEM micrographs of GO and RGO films surface structure: a – GO film; δ – RGO film after the heat treatment at 200°C; в – film after the heat treatment at 300°C; ε – film after the heat treatment at 400°C

полученного при температуре термообработки 200 °С, до 8 кОм/п для образца ВОГ, полученного при температуре термообработки 400 °С.

Методом сканирующей электронной микроскопии (СЭМ) было установлено, что структура поверхности исследуемых образцов имеет складчатый характер (рис. 3) сохраняющийся вне зависимости от условий термообработки.

О различии образцов свидетельствуют результаты исследований, полученные методом спектроскопии КР-света. На рис. 4 приведены спектры образцов пленок ВОГ, полученных при различных температурах восстановления. Основным фактором, характеризующим графеновые структуры в исследуемых образцах, является наличие в КР-спектрах соответствующих рефлексов. Например, G-линии, обусловливающей колебания системы sp²-углеродных связей (1560 см⁻¹), D-линии (1360 см⁻¹) и D+G-линии (2940 см⁻¹), указывающей на образование дефектной структуры, которая снижается пропорционально увеличению температуры обработки образцов. Об этом свидетельствует отсутствующая D+G-линия в образце, полученном термообработкой при 400 °С, где, в отличие от образцов, полученных при более низкой температуре, отчетливо наблюдается 2D-линия (2690 см⁻¹), которая является обертоном D-линии и указывает на малое количество слоев в графеновой структуре [25], [26]. По оценке соотношения $I_{\rm D}/I_{\rm G}$ установлено, что с увеличением температуры термического восстановления наблюдается снижение отношения $I_{\rm D}/I_{\rm G}$, что указывает на увеличение степени упорядоченности структуры [27].

Таким образом, полученные в работе электропроводные тонкие пленки ВОГ с различным уровнем содержания водорода и кислорода могут



Puc. 4. Результаты исследования пленок ОГ и ВОГ методом спектроскопии КР-света *Fig. 4.* The results of the study of films of GO and RGO using Raman spectroscopy

найти применение в создании планарных химических источников тока [28] (аккумуляторов и суперконденсаторов) с высокой плотностью хранения заряда и энергии, широко используемых в качестве компонентов ультраплотного поверхностного монтажа плат для электропитания микроэлектромеханических систем, блоков памяти, различных сенсоров.

Например, пленки из ВОГ могут использоваться в качестве токопроводящей основы для нанесения электрод-активных последующего компонентов катодов и анодов ХИТ, выполняющих функцию тоководов с минимально допустимой толщиной и массой [29], что является весьма значимым при разработке ХИТ с высокими удельными энергоемкостными характеристиками. Кроме того, использование пленок ВОГ на поверхности традиционных тоководов (медных и алюминиевых) микроаккумуляторов и конденсаторов, позволяет создать коррозионную защиту, препятствующую прямому контакту металла с продуктами распада электролитов [30], образующимися при электрохимическом циклировании, что способствует уменьшению протекания фарадеевских процессов и как результат снижению саморазряда и необратимой потери емкости ХИТ. Использование различной степени восстановленности ОГ позволяет создавать разнополярные электроды литий-ионного аккумулятора [31], [32], тем самым полностью исключая необходимость применения катодных материалов, обладающих большей в сравнении с графеном плотностью, значительным образом утяжеляющих конструкцию ХИТ.

Заключение. На основе исследований установлена зависимость физикоизменения химических свойств пленок с толщиной, не превышающей 37 нм, полученных из дисперсии ОГ методом погружения. Выявлено изменение толщины пленки в результате обработки при 400 °С, верхний предел которой не превышал 19 нм. Это предположительно связано с уменьшением высоты монослоев ОГ в связи с потерей кислородсодержащих функциональных групп при термическом восстановлении, что подтверждается результатами С-, Н-, N-анализа и КР-спектроскопии, демонстрирующей кроме того снижение дефектности в графеновой структуре по мере увеличения температуры термического восстановления, а также появления в спектрах образца, полученного термообработкой при 400 °C, пика, указывающего на малое количество слоев графена. Показано снижение удельного электрического поверхностного сопротивления пленок ВОГ от 75 до 8 кОм/ пропорционально увеличению температуры восстановления. Полученные результаты указывают на возможность применения графена для формирования электропроводящих покрытий на диэлектрических материалах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Морозов С. В., Новоселов К. С., Гейм А. К. Электронный транспорт в графене // УФН. 2008. Т. 178, № 7. С. 776–780. doi: 10.3367/UFNr.0178.200807i.0776

2. Кульчицкий Н. А., Наумов А. В. Современное состояние тонкопленочной солнечной энергетики // Нано- и микросистемная техника. 2013. №. 9. С. 29–37.

3. Кулова Т. Л., Скундин А. М. Тонкопленочные литий-ионные аккумуляторы // Электрохимическая энергетика. 2009. Т. 9, № 2. С. 57–66.

4. Кулова Т. Л., Скундин А. М. Проблемы конструкции тонкопленочных аккумуляторов // Электрохимическая энергетика. 2011. Т. 11, № 2. С. 71–74.

5. Губин С. П., Ткачев С. В. Графен и родственные наноформы углерода. 4-е изд., доп. М.: ЛЕНАНД, 2015. 112 с.

6. Highly strong and elastic graphene fibres prepared from universal graphene oxide precursors / G. Huang, C. Hou, Y. Shao, H. Wang, Q. Zhang, Y. Li, M. Zhu // Scientific Reports. 2014. Vol. 4. Article number: 4248. doi: 10.1038/srep04248

7. Science and technology roadmap for graphene, related two-dimensional crystals, and hybrid systems / A. C. Ferrari, F. Bonaccorso, V. Falko, K. S. Novoselov, S. Roche, P. Boggild, N. Pugno // Nanoscale. 2015. Vol. 7. P. 4598–4810. doi: 10.1039/c4nr01600a

8. ISO/TS 80004-13:2017 Nanotechnologies – Vocabulary. Part 13: Graphene and related two-dimensional (2D) materials. 2017. URL: https://www.iso.org/obp/ ui/#iso:std:iso:ts:80004:-13:ed-1:v1:en (дата обращения 27.09.2018)

9. Особенности интеграции графенов в технологические процессы микроэлектроники / И. И. Бобринецкий, И. А. Комаров, К. К. Лаврентьев, Д. Д. Левин, М. М. Симунин, В. К. Неволин, Л. Д. Квачева, С. П. Червонобродов, А. Буриан, Л. Хавелек, Н. Возница // Изв. вузов. Электроника. 2013. № 3. С. 33–42.

10. Туннельные полевые транзисторы на основе графена / Д. А. Свинцов, В. В. Вьюрков, В. Ф. Лукичев, А. А. Орликовский, А. Буренков, Р. Охснер // Физика и техника полупроводников. 2013. Т. 47, вып. 2. С. 244–250.

11. Сорокин П. Б., Чернозатонский Л. А. Полупроводниковые наноструктуры на основе графена // Успехи физических наук. 2013. Т. 183, № 2. С. 113–132. doi: 10.3367/UFNr.0183.201302a.0113

12. Шакирзянов Ф. Н. Графен и фоторезистивный эффект // Электричество. 2011. № 1. С. 65–66.

13. Чигирев П. М. Применение графена в электронной технике // Нано- и микросистемная техника. 2011. Т. 127, № 2. С. 28–30.

14. Получение прозрачных проводящих пленок из CVD-графена методом ламинирования и их характеризация / В. Б. Тимофеев, В. И. Попов, Д. В. Николаев, Т. Е. Тимофеева, С. А. Смагулова // Российские нанотехнологии. 2017. Т. 12, № 1–2. С. 49–52.

15. Графен, полученный восстановлением оксида графена / С. В. Ткачев, Е. Ю. Буслаева, А. В. Наумкин, С. Л. Котова, И. В. Лауре, С. П. Губин // Неорганические материалы. 2012. Т. 48, № 8. С. 909–915.

16. Электрохимическое восстановление и особенности электропроводности пленок оксида графена / А. Ю. Рычагов, С. П. Губин, П. Н. Чупров, Д. Ю. Корнилов, А. С. Карасева, Е. С. Краснова, В. А. Воронов, С. В. Ткачев // Электрохимия. 2017. Т. 53, № 7. С. 813–819. doi: 10.7868/S0424857017070052

17. Восстановленный оксид графена в качестве защитного слоя токового коллектора катода литийионного аккумулятора / Д. Ю. Корнилов, С. П. Губин, П. Н. Чупров, А. Ю. Рычагов, А. В. Чеглаков, А. С. Карасева, Е. С. Краснова, В. А. Воронов, С. В. Ткачев, Л. А. Кашарина // Электрохимия. 2017. Т. 53, № 6. С. 701– 705. doi: 10.7868/S0424857017060081

18. Суперконденсатор на основе электрохимически восстановленного оксида графена / С. П. Губин, А. Ю. Рычагов, П. Н. Чупров, С. В. Ткачев, Д. Ю. Корнилов, А. С. Алмазова, Е. С. Краснова, В. А. Воронов // Электрохимическая энергетика. 2015. Т. 15, № 2. С. 57–63.

19. Revisiting Graphene Oxide Chemistry via Spatially-Resolved Electron Energy Loss Spectroscopy / A. Tararan, A. Zobelli, A. M. Benito, W. K. Maser, O. Stephan // Chemistry of Materials. 2016. Vol. 28. P. 3741–3748. doi: 10.1021/acs.chemmater.6b00590

20. The effect of the thermal reduction on the kinetics of low-temperature 4He sorption and the structural characteristics of graphene oxide / A. V. Dolbin, M. V. Khlistuck, V. B. Eselson, V. G. Gavrilko, N. A. Vinnikov, R. M. Basnukaeva, A. M. Benito // Low Temperature Physics. 2017. Vol. 43. P. 383–389. doi: 10.1063/1.4979362

21. Tuning graphene properties by a multi-step thermal reduction process / P. Alvarez, C. Blanco, R. Santamaria, P. Blanco, Z. Gonzalez, L. Fernandez-Garcia, R. Menendez // Carbon. 2015. Vol. 90. P. 160–163. doi: 10.1016/j.carbon.2015.04.022

22. Low-temperature reduction of graphene oxide: electrical conductance and scanning kelvin probe force microscopy / O. M. Slobodian, P. M. Lytvyn, A. S. Nikolenko, V. M. Naseka, O. Y. Khyzhun, A. V. Vasin, A. N. Nazarov // Nanoscale Research Letters. 2018. Vol. 13. doi: 10.1186/s11671-018-2536-z

23. Temporospatial Control of Graphene Wettability / K. Vijayarangamuthu, S. Ahn, H. Seo, S.-H. Yoon, C.-M. Park, K.-J. Jeon // Advanced Materials. 2015. Vol. 28, iss. 4. P. 661–667. doi: 10.1002/adma.201503444

24. Explosive thermal reduction of graphene oxidebased materials: Mechanism and safety implications / Y. Qiu, F. Guo, R. Hurt, I. Kulaots // Carbon. 2015. Vol. 72. P. 215–223. doi: 10.1016/j.carbon.2014.02.005

25. Singh R. K., Kumar R., Singh D. P. Graphene oxide: strategies for synthesis, reduction and frontier applications // RSC Advances. 2016. Vol. 6. P. 64993–65011. doi: 10.1039/c6ra07626b

26. Ferrari A. C. Raman spectroscopy of graphene and graphite: Disorder, electron–phonon coupling, doping and nonadiabatic effects // Solid State Communications. 2007. Vol. 143. P. 47–57. doi: 10.1016/j.ssc.2007.03.052

27. Rapid and non-destructive identification of graphene oxide thickness using white light contrast spectroscopy / H. Yang, H. Hu, Y. Wang, T. Yu // Carbon. 2013. Vol. 52. P. 528–534. doi: 10.1016/j.carbon.2012.10.005

28. Graphene Platforms for Smart Energy Generation and Storage / M. Ye, Z. Zhang, Y. Zhao, L. Qu // Joule. 2018. Vol. 2. P. 245–268 doi: 10.1016/j.joule.2017.11.011 29. Performance-Enhanced Activated Carbon Electrodes for Supercapacitors Combining Both Graphene-Modified Current Collectors and Graphene Conductive Additive / R. Wang, Y. Qian, W. Li, S. Zhu, F. Liu, Y. Guo, M. Chen, Q. Li, L. Liu // Materials. 2018. Vol. 11, iss. 11. 13 p. doi: 10.3390/ma11050799

30. Graphene oxide as a corrosion inhibitor for the aluminum current collector in lithium ion batteries / S. J. R. Prabakar, Y. H. Hwang, E. Gyoung, B. Dong, K. Lee, M. Pyo // Carbon. 2013. Vol. 52. P. 128–136. doi: 10.1016/j.carbon.2012.09.013

31. Graphene-based in-plane micro-supercapacitors with high power and energy densities / Z. Wu, K. Parvez, X. Feng, K. Mullen // Nature communications. 2013. № 4. Article number: 2487, doi: 10.1038/ncomms3487

32. El-Kady M., Kaner R. Scalable fabrication of highpower graphene micro-supercapacitors for flexible and on-chip energy storage // Nature communications. 2013. № 4. Article number: 1475. doi: 10.1038/ncomms2446

Корнилов Денис Юрьевич – кандидат технических наук (2008), заведующий лабораторией ООО "АкКо Лаб". Автор 36 научных публикаций. Сфера научных интересов – неорганическая химия и электрохимия. E-mail: kornilovdenis@rambler.ru

https://orcid.org/0000-0002-4881-3209

REFERENCES

1. Morozov S. V., Novoselov K. S., Geim A. K. Electronic Transport in Graphene. *Physics-Uspekhi* [Advances in Physical Sciences], 2008, vol. 178, no. 7, pp. 776–780. doi: 10.3367/UFNr.0178.200807i.0776 (In Russ.)

2. Kul'chitskii N. A., Naumov A. V. The Current State of Thin-Film Photovoltaics. Nano- and Microsystems Technology. 2013, no. 9, pp. 29–37. (In Russ.)

3. Kulova T. L., Skundin A. M. Thin-Film Lithium-Ion Batteries. *Elektrokhimicheskaya Energetica* [Electrochemical Energetics]. 2009, vol. 9, no. 2, pp. 57–66. (In Russ.)

4. Kulova T. L., Skundin A. M. Thin-Film Battery Design Issues. *Elektrokhimicheskaya Energetica* [Electrochemical Energetics]. 2011, vol. 11, no. 2, pp. 71–74. (In Russ.)

5. Gubin S. P., Tkachev S. V. *Grafen i rodstvennye nanoformy ugleroda* [Graphene and Related Carbon Nanoforms]. Ed. 4. Moscow, *Lenand*, 2015, 112 p. (In Russ.)

6. Huang G., Hou C., Shao Y., Wang H., Zhang Q., Li Y., Zhu M. Highly strong and elastic graphene fibres prepared from universal graphene oxide precursors. Scientific Reports. 2014, vol. 4, article number: 4248. doi: 10.1038/srep04248

7. Ferrari A. C., Bonaccorso F., Falko V., Novoselov K. S., Roche S., Boggild P., Pugno N. Science and technology roadmap for graphene, related twodimensional crystals, and hybrid systems. Nanoscale. 2015, vol. 7, pp. 4598–4810. doi: 10.1039/c4nr01600a

8. ISO/TS 80004-13:2017 Nanotechnologies – Vocabulary. Part 13: Graphene and related two-dimensional (2D) materials. 2017. Available at: https://www.iso.org/obp/ui/#iso:std:iso:ts:80004:-13:ed-1:v1:en (accessed 27.09.2018)

9. Bobrinetskii I. I., Komarov I. A., Lavrent'ev K. K., Levin D. D., Simunin M. M., Nevolin V. K., Kvacheva L. D., Chervonobrodov S. P., Burian A., Khavelek L., Voznitsa N. Graphenes Integration Features in Microelectronics Technological Processes. Proc. of Universities. Electronics. 2013, no. 3, pp. 33–42. (In Russ.)

10. Svintsov D. A., V'yurkov V. V., Lukichev V. F., Orlikovskii A. A., Burenkov A., Okhsner R. Graphene Tunnel Field Effect Transistors. Semiconductors/Physics of the Solid State. 2013, vol. 47, iss. 2, pp. 244–250. (In Russ.)

11. Sorokin P. B., Chernozatonskii L. A. Graphenebased Semiconductor Nanostructures. *Physics-Uspekhi* [Advances in Physical Sciences]. 2013, vol. 183, no. 2, pp. 113– 132. doi: 10.3367/UFNr.0183.201302a.0113(In Russ.)

12. Shakirzyanov F. N. Graphene and Photoresistive Effect. Electricity. 2011, no. 1, pp. 65–66. (In Russ.)

13. Chigirev P. M. Application of Graphene in Electronics. Nano- and Microsystems Technology. 2011, vol. 127, no. 2, pp. 28–30. (In Russ.)

14. Timofeev V. B., Popov V. I., Nikolaev D. V., Timofeeva T. E., Smagulova S. A. Preparation of Transparent Conductive Films from CVD Graphene by Lamination and Their Characterization. Nanotechnologies in Russia. 2017, vol. 12, no 1–2, pp. 49–52. (In Russ.)

15. Tkachev S. V., Buslaeva E. Yu., Naumkin A. V., Kotova S. L., Laure I. V., Gubin S. P. Graphene Obtained by the Graphene Oxide Reduction.. Inorganic Materials. 2012, vol. 48, no. 8, pp. 909–915. (In Russ.)

16. Rychagov A. Yu., Gubin S. P., Chuprov P. N., Kornilov D. Yu., Karaseva A. S., Krasnova E. S., Voronov V. A., Tkachev S. V. Electrochemical Reduction and Electric Conductivity of Graphene Oxide Films. Russian Journal of Electrochemistry. 2017, vol. 53, no. 7, pp. 813– 819. doi: 10.7868/S0424857017070052(In Russ.) 17. Kornilov D. Yu., Gubin S. P., Chuprov P. N., Rychagov A. Yu., Cheglakov A. V., Karaseva A. S., Krasnova E. S., Voronov V. A., Tkachev S. V., Kasharina L. A. Reduced Graphene Oxide as a Protective Layer of the Current Collector of a Lithium-Ion Battery. Russian Journal of Electrochemistry 2017, vol. 53, no. 6, C. 701–705. doi: 10.7868/S0424857017060081(In Russ.)

18. Gubin S. P., Rychagov A. Yu., Chuprov P. N., Tkachev S. V., Kornilov D. Yu., Almazova A. S., Krasnova E. S., Voronov V. A. Supercapacitor Based on Electrochemically Reduced Graphene Oxide. *Elektrokhimicheskaya Energetica* [Electrochemical Energetics]. 2015, vol. 15, no. 2, pp. 57–63. (In Russ.)

19. Tararan A., Zobelli A., Benito A. M., Maser W. K., Stephan O. Revisiting Graphene Oxide Chemistry via Spatially-Resolved Electron Energy Loss Spectroscopy. Chemistry of Materials. 2016, vol. 28, pp. 3741–3748. doi: 10.1021/acs.chemmater.6b00590

20. Dolbin A. V., Khlistuck M. V., Eselson V. B., Gavrilko V. G., Vinnikov N. A., Basnukaeva R. M., Benito A. M. The Effect of the Thermal Reduction on the Kinetics of Low-Temperature 4He Sorption and the Structural Characteristics of Graphene Oxide. Low Temperature Physics. 2017, vol. 43, pp. 383–389. doi: 10.1063/1.4979362

21. Alvarez P., Blanco C., Santamaria R., Blanco P., Gonzalez Z., Fernandez-Garcia L., Menendez R. Tuning Graphene Properties by a Multi-Step Thermal Reduction Process. Carbon. 2015, vol. 90, pp. 160–163. doi: 10.1016/j.carbon.2015.04.022

22. Slobodian O. M., Lytvyn P. M., Nikolenko A. S., Naseka V. M., Khyzhun O. Y., Vasin A. V., Nazarov A. N. Low-Temperature Reduction of Graphene Oxide: Electrical Conductance and Scanning Kelvin Probe Force Microscopy. Nanoscale Research Letters. 2018, vol. 13. doi: 10.1186/s11671-018-2536-z

23. Vijayarangamuthu K., Ahn S., Seo H., Yoon S.-H., Park C.-M., Jeon K.-J. Temporospatial Control of Graphene Wettability. Advanced Materials. 2015, vol. 28, iss. 4, pp. 661–667. doi: 10.1002/adma.201503444 24. Qiu Y., Guo F., Hurt R., Kulaots I. Explosive Thermal Reduction of Graphene Oxide-Based Materials: Mechanism and Safety Implications. Carbon. 2015, vol. 72, pp. 215–223. doi: 10.1016/j.carbon.2014.02.005

25. Singh R. K., Kumar R., Singh D. P. Graphene Oxide: Strategies for Synthesis, Reduction and Frontier Applications. RSC Advances. 2016, vol. 6, pp. 64993–65011. doi: 10.1039/c6ra07626b

26. Ferrari A. C. Raman spectroscopy of graphene and graphite: Disorder, electron–phonon coupling, doping and nonadiabatic effects. Solid State Communications. 2007, vol. 143, pp. 47–57. doi: 10.1016/j.ssc.2007.03.052

27. Yang H., Hu H., Wang Y., Yu T. Rapid and Non-Destructive Identification of Graphene Oxide Thickness Using White Light Contrast Spectroscopy. Carbon. 2013, vol. 52, pp. 528–534. doi: 10.1016/j.carbon.2012.10.005

28. Ye M., Zhang Z., Zhao Y., Qu L. Graphene Platforms for Smart Energy Generation and Storage. Joule. 2018, vol. 2, pp. 245–268. doi: 10.1016/j.joule.2017.11.011

29. Wang R., Qian Y., Li W., Zhu S., Liu F., Guo Y., Chen M., Li Q., Liu L. Performance-Enhanced Activated Carbon Electrodes for Supercapacitors Combining Both Graphene-Modified Current Collectors and Graphene Conductive Additive. Materials. 2018, vol. 11, iss. 11, 13 p. doi: 10.3390/ma11050799

30. Prabakar S. J. R., Hwang Y. H., Gyoung E., Dong B., Lee K., Pyo M. Graphene oxide as a corrosion inhibitor for the aluminum current collector in lithium ion batteries. Carbon. 2013, vol. 52, pp. 128–136. doi: 10.1016/j.carbon.2012.09.013

31. Wu Z., Parvez K., Feng X., Mullen K. Graphene-Based In-Plane Micro-Supercapacitors with High Power and Energy Densities. Nature communications. 2013, no. 4, article number: 2487. doi: 10.1038/ncomms3487

32. El-Kady M., Kaner R. Scalable Fabrication of High-Power Graphene Micro-Supercapacitors for flexible and On-Chip Energy Storage. Nature communications. 2013, no. 4, article number: 1475. doi: 10.1038/ncomms2446

Denis Yu. Kornilov – Cand. of Sci. (Engineering) (2008), Head of laboratory of LLC "AkKo Lab". The author of 36 scientific publications. Area of expertise: inorganic chemistry and electrochemistry. E-mail: kornilovdenis@rambler.ru

https://orcid.org/0000-0002-4881-3209

‱

Радиофотоника Radio-photonic technology

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-3-97-105 УДК 621.391(681.325:535)

Л. А. Аронов¹ ⊠, Ю. С. Доброленский², В. Н. Ушаков¹

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия ²Институт космических исследований Российской академии наук (ИКИ РАН) ул. Профсоюзная, д. 84/32, Москва, 117997, Россия

О ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОГО ОПОРНОГО СИГНАЛА В ГОМОДИННОМ АКУСТООПТИЧЕСКОМ СПЕКТРОАНАЛИЗАТОРЕ

Аннотация.

Введение. Для работы гомодинного акустооптического спектроанализатора необходимо организовать опорный оптический канал. Сигнал в этом канале должен обеспечивать равномерную засветку по всей области пространственных частот. В общем случае можно рассматривать работу спектроанализатора с фотоприемником мгновенного действия и фотоприемником с накоплением. В последнем случае сигнал в опорном канале предлагается формировать в виде периодической последовательности широкополосных импульсов.

Цель работы. Анализ работы спектроанализатора с периодическим опорным сигналом.

Материалы и методы. Анализ основан на выводе математического выражения, описывающего влияние структуры опорного сигнала на выходной сигнал спектроанализатора для случаев применения фотоприемника мгновенного действия и фотоприемника с накоплением.

Результаты. Показано, что для спектроанализатора с фотоприемником мгновенного действия периодичность опорного сигнала не приводит к ухудшению характеристик. Однако такой вариант при большом количестве точек разрешения в частотной области нецелесообразен с практической точки зрения, так как требует параллельной обработки сигнала каждого фотоприемника трактом с фильтрацией, усилением и оцифровкой. При использовании фотоприемника с накоплением процесс накопления заряда приводит к формированию дискретной сетки частот, что означает наличие пропусков сигналов по частоте. Установлено, что избежать этого можно, выбирая время накопления, равное минимальному среди значений временной апертуры акустооптического модулятора и периода сигнала. Реализация такого варианта на практике либо невозможна на современных фотоприемниках с накоплением, либо приводит к наличию пропусков по частоте или времени.

Заключение. Для обеспечения режима реального времени в гомодинном акустооптическом спектроанализаторе опорный сигнал должен быть либо непериодическим, что ставит вопрос о синтезе подходящего сигнала, либо необходимо использовать фотоприемник мгновенного действия в виде линейки фотодиодов.

Ключевые слова: гомодинный акустооптический спектроанализатор, интерференционный акустооптический спектроанализатор, опорный сигнал, интерферометр Юнга, дискретная сетка частот

Для цитирования: Аронов Л. А., Доброленский Ю. С., Ушаков В. Н. О возможности использования периодического опорного сигнала в гомодинном акустооптическом спектроанализаторе // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 97–105. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-97-105

Источник финансирования. Инициативная работа.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 22.04.2019; принята к публикации 20.05.2019; опубликована онлайн 27.06.2019

© Аронов Л. А., Доброленский Ю. С., Ушаков В. Н., 2019



Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Leonid A. Aronov^{1⊠}, Yurii S. Dobrolenskii², Victor N. Ushakov¹

¹Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" 5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia ²Space Research Institute of the Russian Academy of Sciences 84/32, Profsoyuznaya Str., 117997, Moscow, Russia

ON USING PERIODIC REFERENCE SIGNAL

IN HOMODYNE ACOUSTO-OPTIC SPECTRUM ANALYZER

Abstract

Introduction. For a homodyne acousto-optic spectrum analyzer functioning a reference optical channel must be organized. The signal in this channel should provide uniform reference illumination throughout the spatial frequency range. In the general case, the spectrum analyzer functioning can be considered with a continuous photosensor and photosensor with charge accumulation. With the last one, the signal in the reference channel is proposed to be a wideband pulses periodic sequence.

Objective. Analyze the spectrum analyzer functioning with a periodic reference signal.

Materials and methods. We derive the mathematical expression to describe the influence of the reference signal structure on the analyzer's output signal for the cases of continuous photosensor and photosensor with charge accumulation. **Results.** It is shown that in the case of continuous photosensor, the reference signal periodicity does not lead to characteristics degradation. However, in the case of many frequency resolution points it is impractical, since each photodetector signal is parallel, processing is required: filtering, amplification and digitization. In the case of using of the charge accumulation sensor, the discrete frequency grid appears, which means signals omissions in frequency. This can be avoided by choosing the accumulation time equal to the minimum among the values of the acousto-optic modulator time aperture and the reference signal period, which is hard to implement, or still leads to the signal omissions in frequency or time.

Conclusion. To perform a real-time mode in the homodyne acousto-optic spectrum analyzer, the reference signal must be either non-periodic, which raises the question of its synthesis, or a continuous photodiode array should be used.

Key words: homodyne acousto-optic spectrum analyzer, interferometric acousto-optic spectrum analyzer, reference signal, Young's interferometer, discrete frequency scale.

For citation: Aronov L. A., Dobrolenskii Yu. S., Ushakov V. N. On Using Periodic Reference Signal in Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 97–105. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-97-105

Acknowledgements. Initiative work.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 22.04.2019; accepted 20.05.2019; published online 27.06.2019

Введение. Устройства спектрального анализа на основе явления акустооптического взаимодейпространственного преобразования ствия И Фурье характеризуются широкой полосой анализа [1]-[4], что представляет интерес при решении задач радиомониторинга, радиоэлектронной борьбы, а также в устройствах обнаружения сигналов. Наибольший интерес представляют акустооптические спектроанализаторы с пространственным интегрированием (АОСПИ) на основе интерференционных схем [5]-[7], в которых осуществляется оптическое гетеродинирование, что позволяет существенно - в 2 раза при измерении в децибелах - повысить динамический диапазон устройства в сравнении с простыми АОСПИ, которые регистрируют энергетический спектр [2], [6]. До выхода работ [5]–[7] оптическое гетеродинирование осуществлялось на некоторую ненулевую частоту, что подразумевало использование в качестве фотоприемного устройства линейки фотодиодов с последующим трактом фильтрации, усиления и детектирования. Предложенные в указанных работах схемы подразумевают перенос на нулевую частоту за счет введения в опорном оптическом канале необходимой модуляции светового потока.

С появлением фотоприемников с накоплением, обладающих высоким динамическим диапазоном, была предложена [8] реализация гетеро-



Puc. 1. Схема гомодинного акустооптического спектроанализатора на основе интерферометра Юнга *Fig. 1.* The scheme of the homodyne acousto-optic spectrum analyzer based on Young interferometer

динной схемы с матричным фотоприемником на основе ПЗС, что существенно упростило конструкцию устройства, а также позволило обеспечить более высокое разрешение по частоте. В этой же работе предложено назвать такой спектроанализатор гомодинным акустооптическим спектроанализатором с пространственным интегрированием (ГАОСА).

Оптическая схема, на которой реализуется оптическое гетеродинирование, может представлять собой интерферометр, например Маха–Цандера или Юнга. Для рассмотренного далее вопроса это не принципиально. Для определенности остановим свой выбор на схеме Юнга (рис. 1). В состав схемы ГАОСА входят: *1* – источник монохроматического излучения, *2* – коллимирующая линза, *3* – двухканальный акустооптический модулятор (АОМ), *4* – сферическая линза, *5* – матричный фотоприемник (МФП) или линейка фотодиодов.

В качестве источника излучения l целесообразно использовать полупроводниковый или газовый лазер. Генерируемое им расходящееся излучение на длине волны λ_{π} преобразуется коллимирующей линзой 2 в плоскую волну. Далее световой поток облучает апертуру двухканального AOM 3, на один из каналов которого подается анализируемый сигнал s(t), а на другой – опорный сигнал r(t). После прохождения AOM световой поток фокусируется сферической линзой 4 в плоскости апертуры фотоприемника (ФП) 5.

Цель работы. Выбор опорного сигнала для ГАОСА – один из ключевых вопросов, поскольку он влияет на такие характеристики анализатора, как диапазон рабочих частот и амплитудно-

частотная характеристика. При этом важно сохранить информацию о спектре анализируемого сигнала без искажений. Авторы работ [5]-[8] рассматривали в качестве опорного сигнала периодическую последовательность ЛЧМ-импульсов или псевдослучайных сигналов, спектр которых обеспечивает относительно равномерную опору в широком диапазоне частот. В [9], [10] представлены результаты анализа работы ГАОСА с фотоприемником с накоплением и опорными сигналами в виде одиночного ЛЧМ-импульса и радиоимпульса на основе псевдослучайной последовательности. В них показано, что, несмотря на нестационарность мгновенного спектра опорного сигнала, результат накопления заряда за время, равное времени прохождения одного импульса через апертуру АОМ, позволяет выделить информацию об амплитудном спектре анализируемого сигнала. Однако реализация столь короткого времени накопления и вывода сигнала из ФП ограничена его быстродействием. Поэтому возникает вопрос о возможности работы ГАОСА с опорным сигналом, обеспечивающим длительное время накопления.

ГАОСА с квазипериодическим опорным сигналом. Рассмотрим математическую модель ГАОСА. Источник излучения l и коллиматор 2 формируют световую волну с пространственным распределением напряженности $\dot{E}_0(x, y)$. Она проходит через АОМ, на каналы которого подаются анализируемый s(t) и опорный r(t) сигналы. Они вызывают пространственно-временно́е изменение показателя преломления кристалла модулятора согласно законам

$$n_{s}(x_{1}, t) = n_{0} + \Delta n s \left(t - \frac{x_{1} + L}{v_{3B}} \right);$$
$$n_{r}(x_{1}, t) = n_{0} + \Delta n r \left(t - \frac{x_{1} + L}{v_{3B}} \right),$$

где n_0 – показатель преломления невозмущенной среды; Δn – амплитуда возмущения показателя преломления среды; L – половина апертуры АОМ в направлении распространения акустической волны; v_{3B} – скорость распространения акустической волны в кристалле АОМ. Протяженность звуковых волн в вертикальной плоскости не учитывается, звуковое поле вдоль этой координаты будем считать однородным.

Световое поле в плоскости за АОМ находится как результат дифракции. Комплексные сигналы напряженности светового поля, соответствующие продуктам дифракции, запишем как

$$\dot{E}_{s}(x_{1}, y_{1}, t) = \dot{E}_{0}(x_{1}, y_{1}) \times \\ \times \operatorname{rect}\left(\frac{x_{1}}{2L}, \frac{y_{1} - D/2}{H_{0}}\right) e^{j\omega_{cB}t} e^{-jms\left[t - (x_{1} + L)/v_{3B}\right]}; (1)$$

$$\dot{E}_{r}(x_{1}, y_{1}, t) = \dot{E}_{0}(x_{1}, y_{1}) \times \\ \times \operatorname{rect}\left(\frac{x_{1}}{2L}, \frac{y_{1} + D/2}{H_{0}}\right) e^{j\omega_{cB}t} e^{-jmr\left[t - (x_{1} + L)/v_{3B}\right]}, \quad (2)$$

где

rect
$$(x_1, y_1) = \begin{cases} 1, x_1 \in [-0.5; 0.5], y_1 \in [-0.5; 0.5]; \\ 0 \text{ иначе} \end{cases}$$

– двумерная безразмерная прямоугольная функция единичной ширины и высоты; D – расстояние между центрами акустических пучков; H_0 – высота акустических пучков; $\omega_{\rm CB}$ – круговая частота световой волны; m – индекс фазовой модуляции световой волны.

Дифракция света на акустической волне может происходить в двух режимах [11], [12]. В режиме дифракции Рамана–Ната формируется симметричная дифракционная картина с большим количеством дифракционных порядков. С практической точки зрения более интересен режим Брэгга с одним дифракционным порядком, поэтому остановим свой выбор на нем. В этом режиме выражения (1) и (2) можно записать в виде суммы непродифрагировавшего света и +1-го порядка^{*}. Перейдя в (1) и (2) к комплексным огибающим сигналов оптического поля, после известных математических преобразований [8], сохранив только слагаемые, представляющие интерес в рассмотренной задаче, получим

$$\dot{E}_{ms}^{+1}(x_{1}, y_{1}, t) = j\dot{E}_{0}(x_{1}, y_{1}) \times \\ \times \operatorname{rect}\left(\frac{x_{1}}{2L}, \frac{y_{1} - D/2}{H_{0}}\right) \sqrt{h} \dot{s}\left(t - \frac{x_{1} + L}{v_{3B}}\right) e^{-j\Omega_{s}t}; \quad (3)$$
$$\dot{E}_{mr}^{+1}(x_{1}, y_{1}, t) = j\dot{E}_{0}(x_{1}, y_{1}) \times \\ \times \operatorname{rect}\left(\frac{x_{1}}{2L}, \frac{y_{1} + D/2}{H_{0}}\right) \sqrt{h} \dot{r}\left(t - \frac{x_{1} + L}{v_{3B}}\right) e^{-j\Omega_{r}t}, \quad (4)$$

где $h = \sin^2(m/2)$ – эффективность дифракции света; $\dot{s}(t)$ и $\dot{r}(t)$ – комплексные огибающие анализируемого и опорного сигналов соответственно; Ω_s , Ω_r – круговые частоты анализируемого и опорного сигналов соответственно. Экспоненциальные множители в (3) и (4) отображают факт доплеровского смещения частоты оптических волн при дифракции на движущемся звуковом столбе. Для дальнейшего рассмотрения интересен только случай, когда несущие частоты анализируемого и опорного сигналов равны: $\Omega_s = \Omega_r = \Omega$.

Преобразование света, выполняемое линзой 4 и участком пространства, имеющим протяженность, равную фокусному расстоянию *F* линзы, представляет собой пространственное преобразование Фурье [11], [13]. Таким образом, комплексная огибающая напряженности светового поля дифракционных порядков в фокальной плоскости линзы можно описать выражением

$$E_{ms_{\phi,\pi}}(p, q, t) =$$

= $\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{E}_{ms,r}^{+1}(x_1, y_1, t) e^{jpx_1} e^{jqy_1} dy_1 dx_1,$ (5)

где

$$\dot{E}_{ms,r}^{+1}(x_1, y_1, t) = \dot{E}_{ms}^{+1}(x_1, y_1, t) + \dot{E}_{mr}^{+1}(x_1, y_1, t);$$

 $p = kx_2/F$, $q = ky_2/F$ – пространственные частоты в плоскости x_20y_2 , причем k – волновое число световой волны. Поскольку фотоприемник расположен в фокальной плоскости линзы 4, выражение (5) описывает распределение светового поля в его плоскости.

Будем считать, что АОМ облучается плоской однородной волной, т. е. $\dot{E}_0(x_1, y_1) = \text{const.}$ В этих условиях интегрирование в (5) по координа-

^{*} Рассмотрение дифракции в –1-й порядок также справедливо.

те y_1 осуществляется независимо от x_1 . Поскольку распределение поля по вертикальной координате не несет информации о сигналах, дальнейшее рассмотрение проведем только относительно x_1 , опуская зависимость по y_1 без потери общности. Проанализируем распределение поля в плоскости фотоприемника, подставив (3) и (4) в (5):

$$\dot{E}_{ms_{\phi,\Pi}}(p, t) = j\sqrt{h}e^{-j\Omega t}H_0 \times$$
$$\times \int_{-L}^{L} \left[\dot{s}\left(t - \frac{x_1 + L}{v_{3B}}\right) + \dot{r}\left(t - \frac{x_1 + L}{v_{3B}}\right)\right]e^{jpx_1}dx_1$$

Введем замену переменной

$$\tau = \left[t - \left(x_1 - L \right) / v_{3B} \right].$$

Обозначив через $T_a = 2L/v_{3B}$ временну́ю апертуру АОМ, а через некоторый сигнал $\dot{g}(t) = \dot{s}(t) + \dot{r}(t)$ – сумму комплексных огибающих анализируемого и опорного сигналов, запишем:

$$\dot{E}_{ms_{\phi,\Pi}}(x_2,t) = \dot{A}e^{-j\Omega t} e^{jkx_2(v_{3B}-L)/F} \times \\ \times \int_{t-T_a}^{t} \dot{g}(\tau)e^{-jv_{3B}kx_2\tau/F}d\tau,$$
(6)

где в \dot{A} объединены константы и учтено, что $p = kx_2/F$. Интегральное преобразование в (6) даст сумму \dot{G}_{T_a} мгновенных спектров \dot{S}_{T_a} и \dot{R}_{T_a} анализируемого и опорного сигналов соответственно во временно́м окне T_a . Введем переменную $\omega = v_{3B}kx_2/F$ и представим \dot{G}_{T_a} как

$$\dot{G}_{T_{a}}(\omega, t) = \int_{t-T_{a}}^{t} g(\tau)e^{-j\omega\tau}d\tau =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} g(\tau)\operatorname{rect}\left(\frac{\tau - t + T_{a}/2}{T_{a}}\right)e^{-j\omega\tau}d\tau =$$

$$= \frac{1}{2\pi}\dot{G}(\omega)\otimes\dot{W}_{\mathrm{rect}}(\omega, t), \quad (7)$$

где $\dot{G}(\omega)$ – спектральная функция $\dot{g}(t)$, т. е. сумма спектров опорного и анализируемого сигналов; " \otimes " – символ свертки по переменной ω ;

$$\dot{W}_{\text{rect}}(\omega, t) = -T_{\text{a}} \operatorname{sinc}(\omega T_{\text{a}}/2) e^{-j\omega(t-T_{\text{a}}/2)}$$

 спектральная функция скользящего во времени окна, описывающего прохождение сигналом апертуры AOM. Строго говоря, $G_{T_a}(\omega, t)$ в (7) зависит не от ω , а от некоторой ω' , используемой в свертке. С учетом этого преобразуем (7) далее:

$$\dot{G}_{T_{a}}(\omega', Et) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}(\omega) \dot{W}_{rect}(\omega' - \omega, t) d\omega =$$
$$= -T_{a} \frac{e^{-j\omega'(t - T_{a}/2)}}{2\pi} \times$$
$$\times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}(\omega) \operatorname{sinc} \left[(\omega' - \omega) T_{a}/2 \right] e^{-j\omega(t - T_{a}/2)} d\omega.$$

Распределение интенсивности излучения в фокальной плоскости линзы 4 найдем как квадрат модуля (6), что даст

$$\begin{split} I_{\Phi}(\omega', t) &= |\dot{A}|^{2} \left| \dot{G}_{T_{a}}(\omega', t) \right|^{2} = \\ &= |\dot{A}|^{2} \left| \dot{S}_{T_{a}}(\omega', t) \right|^{2} + |\dot{A}|^{2} \left| \dot{R}_{T_{a}}(\omega', t) \right|^{2} + \\ &+ 2 |\dot{A}|^{2} \operatorname{Re} \left\{ \dot{S}_{T_{a}}(\omega', t) \dot{R}_{T_{a}}^{*}(\omega', t) \right\} = \\ &= W_{s, T_{a}}(\omega', t) + W_{r, T_{a}}(\omega', t) + \\ &+ \left| \dot{S}_{T_{a}}(\omega', t) \right| \left| \dot{R}_{T_{a}}^{*}(\omega', t) \right| \times \\ &\times \cos \left[\varphi_{s, T_{a}}(\omega', t) - \varphi_{r, T_{a}}(\omega', t) \right], \end{split}$$
(8)

где W_{s, T_a} , W_{r, T_a} – мгновенные спектральные плотности мощности анализируемого и опорного сигналов соответственно; φ_{s, T_a} , φ_{r, T_a} – мгновенные фазовые спектры анализируемого и опорного сигналов соответственно; "*" – символ комплексного сопряжения. В этом выражении интерес представляет последнее слагаемое, так как оно позволяет выделить амплитудный спектр анализируемого сигнала. \dot{R}_{T_a} при этом должен обеспечивать равномерную в полосе частот опору. Выражение для \dot{R}_{T_a} имеет вид

$$\dot{R}_{T_{a}}(\omega', t) = -T_{a} \frac{e^{-j\omega'(t-T_{a}/2)}}{2\pi} \times \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}(\omega) \operatorname{sinc}\left[(\omega'-\omega)T_{a}/2\right] e^{-j\omega(t-T_{a}/2)} d\omega.$$
(9)

Проанализируем \dot{R}_{T_a} для двух случаев: детектирование излучения фотоприемником мгновенного действия и фотоприемником с накоплением.

ГАОСА с фотоприемником мгновенного действия. В этом случае сигнал на выходе фотоприемника будет пропорционален интенсивности излучения. Пусть анализируемый сигнал – это некоторый сигнал с \dot{S}_{T_a} = const, а опорный сигнал r(t) – периодическая с периодом T_r последовательность широкополосных импульсов. Тогда спектр $\dot{R}(\omega)$ дискретен и может быть представлен через спектр $\dot{R}_{\mu}(\omega)$ одиночного импульса как

$$\dot{R}(\omega) = \frac{1}{T_r} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \dot{R}_{\rm H} (i\omega_r) \delta(\omega - i\omega_r),$$

где ω_r – частота следования импульсов в последовательности. Тогда (9) можно записать как

$$\dot{R}_{T_{a}}(\omega', t) = -\frac{T_{a}}{T_{r}} \frac{e^{-j\omega'(t-T_{a}/2)}}{2\pi} \times \\ \times \sum_{i=-\infty}^{\infty} \dot{R}_{H}(i\omega_{r}) \operatorname{sinc}\left[(\omega'-i\omega_{r})T_{a}/2\right] e^{-ji\omega_{r}(t-T_{a}/2)}.$$

Легко показать, что при равенстве периода следования импульсов T_r временной апертуре T_a АОМ сумма в полученном выражении сводится к ряду Котельникова. Тогда непрерывность и равномерность амплитудного спектра $\dot{R}_{\mu}(\omega)$ одиночного импульса можно трактовать как непрерывность и равномерность мгновенного спектра во временном окне Та последовательности импульсов. Это означает, что амплитудный спектр анализируемого сигнала в (8) умножается на непрерывную функцию, вид которой задается амплитудным спектром одиночного импульса, на основе которого формируется последовательность. Данный подход был продемонстрирован в [2], [5]–[7], где, однако, не учтена необходимость организации квадратурного канала, вызванная наличием пространственной несущей в последнем слагаемом (8).

ГАОСА с фотоприемником с накоплением. Рассмотрим случай фотоприемника с накоплением. Время накопления обозначим как T_q и исследуем влияние \dot{R}_{T_a} как множителя на накапливаемый заряд. По-прежнему считаем, что $\dot{S}_{T_a} = \text{const.}$ Перепишем (9) как

$$\dot{R}_{T_{a}}(\omega', t) =$$

$$= -\frac{T_{a}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}(\omega' - \omega) \operatorname{sinc}(\omega T_{a}/2) e^{-j\omega(t - T_{a}/2)} d\omega.$$

Накопление в ФП эквивалентно интегрированию по времени, что дает распределение заряда

$$Q(\omega') = A_2 \int_0^{T_q} \dot{R}_{T_a}(\omega', t) dt =$$
$$= A_2 \int_0^{T_q} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}(\omega' - \omega) \operatorname{sinc}(\omega T_a/2) e^{-j\omega(t - T_a/2)} d\omega dt,$$

где в A_2 объединены несущественные для рассматриваемого вопроса константы. Преобразуем полученное выражение, изменив в процессе порядок интегрирования по времени и частоте:

$$Q(\omega') = A_2 \times$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} \int_{0}^{T_q} \dot{R}(\omega' - \omega) \operatorname{sinc}\left(\omega \frac{T_a}{2}\right) e^{-j\omega\left(t - \frac{T_a}{2}\right)} dt \, d\omega =$$

$$= A_2 \int_{-\infty}^{\infty} \dot{R}(\omega' - \omega) \operatorname{sinc}\left(\omega \frac{T_a}{2}\right) \int_{0}^{T_q} e^{-j\omega\left(t - \frac{T_a}{2}\right)} dt \, d\omega =$$

$$= A_3 \int_{-\infty}^{\infty} \left[\dot{R}(\omega' - \omega) \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega T_a}{2}\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega T_q}{2}\right) \times e^{-j\omega\left(\frac{T_q - T_a}{2}\right)} \right] d\omega = A_3 \dot{R}(\omega) \otimes \dot{F}(\omega), \quad (10)$$

где Аз – новая константа;

$$\dot{F}(\omega) = \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega T_{a}}{2}\right) \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega T_{q}}{2}\right) e^{-j\omega\left(\frac{T_{q}-T_{a}}{2}\right)}.$$
 (11)

Таким образом, формируемая при накоплении заряда опора будет представлять собой свертку спектра $\dot{R}(\omega)$ опорного сигнала и функции $\dot{F}(\omega)$. Если время накопления Т_q много больше временной апертуры T_a AOM, что чаще всего встречается на практике, и $T_r = T_a$, то определяющей в $\dot{F}(\omega)$ служит вторая, более узкая функция sinc, ширина центрального пика которой тем меньше, чем больше время накопления. В случае периодического опорного сигнала $\dot{R}(\omega)$ дискретный, и при свертке с $\dot{F}(\omega)$ дискреты в виде δ -функций заменяются на $\dot{F}(\omega)$. Это означает, что при фотоприемнике с накоплением опорный сигнал в виде периодической последовательности широкополосных импульсов обеспечивает в спектральной области квазидискретную опору (рис. 2) и следует ожидать пропусков по частоте.

Выполним численную оценку по полученным выражениям. Для этого будем считать, что временная апертура AOM $T_a = 1 \text{ мкc}$ [11], [12], [14].



Puc. 2. АЧХ гомодинного акустооптического спектроанализатора с квазипериодическим опорным сигналом *Fig. 2.* Homodyne acousto-optic spectrum analyzer frequency-response characteristic for case of quasiperiodic reference signal

Будем считать время накопления T_q равным времени вывода сигнала из ФП. Количество пикселов в строке ФП равно 1000 [15], [16], минимально необходимое количество считываемых строк составляет 3 [17] или 4 [18]. При скорости вывода 40 МГц время считывания заряда и время его накопления составит 75...100 мкс. Расчет по (10) при $T_r = T_a$ даст квазидискретную сетку частот с шириной дискрета по нулям не более 27 кГц и расстоянием между максимумами дискретов 1 МГц.

Следует также учитывать дискретную структуру МФП, у которого светочувствительная область занимает не всю площадь пиксела. Это приводит к дополнительной дискретизации распределения заряда, в результате чего возможны еще более существенные искажения амплитудного спектра анализируемого сигнала. Анализируя (11), можно показать, что эффект квазидискретной сетки частот исчезает в следующих случаях. При увеличении периода следования импульсов до значений T_q в один цикл накопления попадает один период опорного сигнала, и дискретная структура его спектра не проявляется. Также при уменьшении времени накопления Tq до значений, равных временной апертуре T_a , AOM $\dot{F}(\omega)$ становится относительно широкой, а результат свертки в (10) будет непрерывной функцией частоты. Длительность импульса опорного сигнала при этом также должна быть равна Та. Если при этом время вывода сигнала из ФП превышает

пропускать сигналы во времени. Заключение. Таким образом, периодическая последовательность широкополосных импульсов может быть использована в качестве опорного сигнала, если регистрация оптического излучения

время накопления, то спектроанализатор будет

в ГАОСА осуществляется линейкой фотоприемников мгновенного действия. Современные АОМ способны обеспечивать [14] до 2000 элементов разрешения в частотной области, при этом на каждый элемент требуется 3 фотодиода [1]. В этом случае потребуется линейка 6000 фотодиодов. Выходной сигнал каждого фотодиода должен быть усилен, отфильтрован, продетектирован и оцифрован, что с практической точки зрения нецелесообразно. Более того, современные линейные ФП имеют не более 100...300 элементов [19], что приводит к невозможности реализовать потенциально достижимую разрешающую способность спектроанализатора по частоте. Фотоприемники с накоплением и последовательным выводом имеют до 16 тыс. элементов в строке [20], что обусловливает интерес к схеме ГАОСА с таким ФП.

Представленный в настоящей статье анализ показал, что при использовании в ГАОСА фотоприемника с накоплением следует выбирать время накопления равным наименьшему среди значений временной апертуры АОМ и периода следования импульсов в последовательности, если это практически реализуемо. В первом случае для вывода 6000 значений заряда может потребоваться время, значительно превышающее время накопления, а значит, спектроанализатор будет работать в режиме пропуска сигналов во времени. Во втором случае при равенстве периода следования времени накопления также возникнут пропуски сигналов во времени, если длительность импульса будет мала, или же пропуски сигнала по частоте, если длительности и период следования совпадают. Следовательно, при недопустимости пропусков сигналов как в частотной, так и во временной областях, опорный сигнал в ГАОСА не может быть периодическим. Это ставит вопрос о синтезе непериодического широкополосного сигнала, обеспечивающего ГАОСА работу в реальном времени без пропусков.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Vander L. A. Optical signal processing. New York: Wiley Interscience, 2005. 604 p.

2. Wilby W. A., Gatenby P. V. Theoretical study of the interferometric bragg-cell spectrum analyser // IEE Proceedings J – Optoelectronics. 1986. Vol. 133, iss. 1. P. 47–59. doi: 10.1049/ip-j.1986.0007

3. A 3 GHz instantaneous bandwidth Acousto-Optical spectrometer with 1 MHz resolution / M. Olbrich, V. Mittenzwei, O. Siebertz, F. Schmulling, R. Schieder // 18th Int. Symp. on Space Terahertz Technology. March, 21–23, 2007, Pasadena, CL, USA. P. 231–235.

4. Saleh B. E. A., Teich M. C. Fundamentals of photonics. New York: John Wiley & Sons, 1991. 947 p.

5. Vander L. A. Interferometric spectrum analyzer // App. Opt. 1981. Vol. 20, № 16. P. 2770–2779. doi: 10.1364/AO.20.002770

6. Interferometric Bragg cell spectrum analyzer / M. L. Shah, E. H. Young, L. A. Vander, M. Hamilton // 1981 Ultrasonics Symp. 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA. Piscataway: IEEE, 1981. P. 743–746. doi: 10.1109/ULTSYM. 1981.197720

7. Wideband interferometric acousto-optic Bragg cell spectrum analyser / M. L. Shah, J. R. Teague, R. V. Belfatto, D. W. Thomson, E. H. Young // Proc. Ultrasonics Symp. 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA. Piscataway: IEEE, 1981. P. 740–742. doi: 10.1109/ULTSYM.1981.197719

8. Грачев С. В., Рогов А. Н., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический анализатор спектра с пространственным и временным интегрированием // Радиотехника. 2003. Вып. 4. С. 23–28.

9. Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический спектроанализатор с ЛЧМ-импульсом в качестве опорного сигнала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. № 5. С. 59–65.

10. Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический спектроанализатор с непрерывным бинарным фазоманипулированным радиосигналом в качестве опорного сигнала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. № 6. С. 13–16. 11. Acousto-optic signal processing: theory and implementation / ed. by N. J. Berg, J. M. Pelligrino. New York: Marcel Dekker, inc, 1996. 580 p.

12. Балакший В. И., Парыгин В. Н., Чирков Л. Е. Физические основы акустооптики. М.: Радио и связь, 1985. 279 с.

13. Goodman J. W. Introduction to Fourier Optics. New York: McGRAW-Hill, 2017. 456 p.

14. The property of crystal technology. URL: https://goochandhousego.com/wp-content/uploads/2013/ 12/4200_UV_97_002890_02_Rev_A.pdf (дата обращения 21.05.2019).

15. CCD area image sensor S12101. URL: https://www. hamamatsu.com/resources/pdf/ ssd/s12101_kmpd1176e.pdf (дата обращения 02.04.2019).

16. IT-L7-04096 4K trilinear RDB CMOS. URL: https://www. teledynedalsa.com/en/products/ imaging/image-sensors /it-I7-04096-4k-trilinear-rgb-cmos/ (дата обращения 02.04.2019).

17. Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Метод формирования квадратурных компонентов спектра в гомодинном акустооптическом спектроанализаторе // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 2. С. 53–61. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-53-61

18. Автоматизированный акустооптический спектрометр-фазометр с цифровой обработкой двумерного светового распределения / Ю. В. Егоров, Ю. С. Дмитриев, В. М. Дернов, С. В. Грачев, А. Ю. Одинцов, И. А. Круглов, Б. В. Федоров // Акустооптические устройства обработки информации: сб. науч. тр. / ФТИ. Л., 1989. С. 73-77.

19. Photodiode arrays with amplifiers. URL: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s11865-64g_etc_kmpd1135e.pdf (дата обращения 02.04.2019).

20. IT-K1-16480 16K Single Line Monochrome CMOS. URL: https://www.teledynedalsa.com/en/products/ imaging /image-sensors/it-k1-16480-16k-single-line-monochromecmos/ (дата обращения 02.04.2019)

Аронов Леонид Андреевич – магистр техники и технологии по направлению "Телекоммуникации" (2006), старший преподаватель кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 21 научной работы. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации. https://orcid.org/0000-0003-2332-7826

E-mail: Aronov.tor@gmail.com

Доброленский Юрий Сергеевич – кандидат физико-математических наук (2008), старший научный сотрудник Института космических исследований Российской академии наук (ИКИ РАН). Автор 60 научных работ. Сфера научных интересов – акустооптика; физическая оптика; радиофизика; физика колебаний; физика атмосферы; космическое приборостроение; физика планет.

https://orcid.org/0000-0003-4960-2232 E-mail: dobrolenskiy@iki.rssi.ru

Ушаков Виктор Николаевич – доктор технических наук (1992), профессор (1994), заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.

E-mail: VNUshakov1@mail.ru

REFERENCES

1. Vander L. A. Optical Signal Processing. N. Y., Wiley Interscience, 2005, 604 p.

2. Wilby W. A., Gatenby P. V. Theoretical Study of the Interferometric Bragg-Cell Spectrum Analyser. IEE Proceedings J – Optoelectronics. 1986, vol. 133, iss. 1, pp. 47–59. doi: 10.1049/ip-j.1986.0007

3. Olbrich M., Mittenzwei V., Siebertz O., Schmulling F., Schieder R. A 3 GHz Instantaneous Bandwidth Acousto-Optical Spectrometer With 1 MHz Resolution. 18th Int. Symp. on Space Terahertz Technology. March, 21–23, 2007, Pasadena, CL, USA, pp. 231–235.

4. Saleh B. E. A., Teich M. C. Fundamentals of Photonics. New York: John Wiley & Sons, 1991, 947 p.

5. Vander L. A. Interferometric Spectrum Analyzer. App. Opt. 1981, vol. 20, no. 16, pp. 2770–2779. doi: 10.1364/AO.20.002770

6. Shah M. L., Young E. H., Vander L. A., Hamilton M. Interferometric Bragg cell spectrum analyzer. 1981 Ultrasonics Symp. 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA. Piscataway, IEEE, 1981, pp. 743–746. doi: 10.1109/ULTSYM. 1981.197720

7. Shah M. L., Teague J. R., Belfatto R. V., Thomson D. W., Young E. H. Wideband interferometric acoustooptic Bragg cell spectrum analyser. Proc. Ultrasonics Symp. 14–16 Oct. 1981, Chicago, IL, USA, Piscataway, IEEE, 1981, pp. 740–742. doi: 10.1109/ULTSYM.1981.197719

8. Grachev S. V., Rogov A. N., Ushakov V. N. Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer With Spatial and Temporal Integration. *Radiotekhnika* [Radioengineering]. 2003, iss. 4, pp. 23–28. (In Russ.)

9. Aronov L. A., Ushakov V. N. Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer with Chirp Pulse as a Reference Signal. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2013, vol. 16, no. 5, pp. 59–65. (In Russ.)

10. Aronov L. A., Ushakov V. N. Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer with a Continuous Binary Phase-Shift Keyed Radio Signal as a Reference Signal. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2014, vol. 17, no. 6, pp. 13–16. (In Russ.) 11. Acousto-Optic Signal Processing: Theory and Implementation. Ed. by Norman J. Berg, John M. Pelligrino. New York, Marcel Dekker, inc, 1996, 580 p.

12. Balakshii V. I., Parygin V. N., Chirkov L. E. *Fizicheskie osnovy akustooptiki* [Physical Basics of Acousto-Optics]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1985, 279 p. (In Russ.)

13. Goodman J. W. Introduction to Fourier Optics. New York, McGRAW-Hill, 2017, 456 p.

14. The property of crystal technology. Available at: https://goochandhousego.com/wp-content/uploads/2013/

12/4200_UV_97_002890_02_Rev_A.pdf (accessed 21.05.2019). 15. CCD area image sensor S12101. Available at: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s12101_km pd1176e.pdf (accessed 02.04.2019).

16. IT-L7-04096 4K trilinear RDB CMOS. Available at: https://www.teledynedalsa.com/en/products/imaging/ima ge-sensors /it-I7-04096-4k-trilinear-rgb-cmos/ (accessed 02.04.2019).

17. Aronov L. A., Ushakov V. N. Quadrature Components Forming Method for Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 2, pp. 53–61. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-53-61

18. Egorov Yu. V., Dmitriev Yu. S., Dernov V. M., Grachev S. V., Odintsov A. Yu., Kruglov I. A., Fedorov B. V. *Avtomatizirovannyi akustoopticheskii spektrometr-fazometr s tsifrovoi obrabotkoi dvumernogo svetovogo raspredeleniya. Akustoopticheskie ustroistva obrabotki informatsii* [Automated Acousto-Optic Spectrometer – Phase Meter with Digital Processing of a Two-Dimensional Light Distribution. Acoustic-Optical Information Processing Devices]. Leningrad, FTI, 1989, pp. 73–77. (In Russ.)

19. Photodiode arrays with amplifiers. Available at: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s11865 -64g_etc_kmpd1135e.pdf (accessed 02.04.2019).

20. IT-K1-16480 16K Single Line Monochrome CMOS. Available at: https://www.teledynedalsa.com/en/products/ imaging/image-sensors/it-k1-16480-16k-single-linemonochrome-cmos/ (accessed 02.04.2019)

Leonid A. Aronov – Master's Degree in Telecommunications (2006), Senior Lecturer of the Department of Theoretical Bases of Radioengineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 21 scientific publications. Area of expertise: optical information processing. https://orcid.org/0000-0003-2332-7826

E-mail: Aronov.tor@gmail.com

Yurii S. Dobrolenskii – Cand. of Sci. (Phys.-Math.) (2008), Senior Researcher of the Space Research Institute of the Russian Academy of Sciences. The author of 60 scientific publications. Area of expertise: acousto-optics; physical optics; radio physics; fluctuation physics; atmospheric physics; space engineering; physics of planets. https://orcid.org/0000-0003-4960-2232

E-mail: dobrolenskiy@iki.rssi.ru

Victor N. Ushakov – Dr. of Sci. (Engineering) (1992), Professor (1994), Head of the Department of Theoretical Bases of Radioengineering of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: optical information processing.

E-mail: VNUshakov1@mail.ru



Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий Medical Devices, Environment, Substances,

MATERIAL AND PRODUCT CONTROL EQUIPMENT

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-3-106-112 УДК 004.89+615.47

М. А. Аль-Гаили, А. Н. Калиниченко[⊠]

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

ОЦЕНКА ГЛУБИНЫ АНЕСТЕЗИИ ПО ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАММЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Аннотация

Введение. Мониторинг глубины анестезии при проведении хирургических операций является сложной заdaчeй. Поскольку сигналы электроэнцефалограммы (ЭЭГ) содержат ценную информацию о процессах в головном мозге, анализ ЭЭГ рассматривается как один из наиболее полезных методов в исследовании и оценке глубины анестезии в клинических применениях. Анестезирующие средства влияют на частотный состав ЭЭГ. ЭЭГ бодрствующих субъектов, как правило, содержит смешанные альфа- и бета-ритмы. Изменения в ЭЭГ, вызванные переходом от состояния бодрствования к состоянию глубокой анестезии, проявляются в виде смещения спектральных составляющих сигнала к нижней части диапазона частот. Однако анестезирующие средства вызывают целый комплекс нейрофизиологических изменений, который невозможно правильно оценить только одним показателем.

Цель работы. Для адекватного описания сложных процессов в период перехода от бодрствования к глубокой анестезии необходим метод оценки глубины анестезии, использующий комплексный набор параметров, отражающих изменения в сигнале ЭЭГ. В настоящей статье представлены результаты исследования возможности построения регрессионной модели на основе искусственных нейронных сетей (ИНС) для определения уровней анестезии с использованием набора рассчитываемых по ЭЭГ параметров.

Материалы и методы. Предложен метод оценки уровня анестезии, основанный на применении ИНС, входными параметрами которых являются временные и частотные показатели ЭЭГ, а именно: спектральная энтропия; отношение "вспышки/подавление"; спектральная краевая частота и логарифм отношения мощностей спектра для трех пар частотных диапазонов.

Результаты. Были определены оптимальные параметры ИНС, при которых достигается наивысший уровень регрессии между рассчитанными и верифицированными значениями показателя глубины анестезии.

Заключение. Для создания практического варианта алгоритма необходимо дополнительно исследовать помехоустойчивость рассматриваемого метода и разработать комплекс алгоритмических решений, обеспечивающих надежную работу алгоритма при наличии шумов.

Ключевые слова: ЭЭГ, оценка глубины анестезии, искусственные нейронные сети, спектральная энтропия, BIS-индекс

Для цитирования: Аль-Гаили М. А., Калиниченко А. Н. Оценка глубины анестезии по электроэнцефалограмме с использованием нейронных сетей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 106–112. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-106-112

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 19-07-00963 А.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 04.04.2019; принята к публикации 20.05.2019; опубликована онлайн 27.06.2019

© Аль-Гаили М. А., Калиниченко А. Н., 2019

Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License



Mokhammed A. Al-Ghaili, Alexander N. Kalinichenko[⊠]

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" 5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

ESTIMATION OF THE DEPTH OF ANESTHESIA BY ELECTROENCEPHALOGRAM USING NEURAL NETWORKS

Abstract.

Introduction. Monitoring of the depth of anesthesia during surgery is a complex task. Since electroencephalogram (EEG) signals contain valuable information about processes in the brain, EEG analysis is considered to be one of the most useful methods for study and assessment of the depth of anesthesia in clinical applications. Anesthetics affect the frequency composition of the EEG. EEG of awake persons, as a rule, contains mixed alpha and beta rhythms. Changes in the EEG, caused by the transition from the waking state to the state of deep anesthesia, manifest as a shift of the spectral components of the signal to the lower part of the frequency range. Anesthetics cause a whole range of neurophysiological changes, which cannot be correctly assessed with just one indicator.

Objective. In order to describe complex processes during the transition from the waking state to the state of deep anesthesia adequately, it is required to propose a method for assessing the depth of anesthesia, using a comprehensive set of parameters reflecting changes in the EEG signal. The article presents the results of study the possibility of building a regression model based on artificial neural networks (ANN) to determine levels of anesthesia using a set of parameters calculated by EEG.

Materials and methods. The authors of the article propose the method for assessing the level of anesthesia, based on the use of neural networks, which input parameters are time and frequency EEG parameters, namely: spectral entropy (SE); burst-suppression ratio (BSR); spectral edge frequency (SEF95) and log power ratio of the spectrum (RBR) for three pairs of frequency ranges.

Results. The optimal parameters of ANN were determined, at which the highest level of regression is achieved between the calculated and the verified values of the anesthesia depth indices.

Conclusion. In order to create a practical version of the algorithm, it is necessary to investigate further the noise stability of the proposed method and develop a set of algorithmic solutions, which ensure a reliable operation of the algorithm in the presence of noise.

Key words: EEG, Anesthesia depth estimation, Artificial neural networks, Spectral entropy, BIS-index

For citation: Al-Ghaili M. A., Kalinichenko A. N. Estimation of the Depth of Anesthesia by Electroencephalogram Using Neural Networks. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 106–112. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-106-112

Acknowledgements. The research was implemented within the frames of the grant of the RFBR 19-07-00963 A.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 04.04.2019; accepted 20.05.2019; published online 27.06.2019

Введение. Во время общей анестезии у пациента происходит полная потеря сознания, достигаемая посредством комбинации инъекционных и вдыхаемых лекарств. Этот тип анестезии часто используется для высокоинвазивных операций или случаев, когда требуется полное расслабление пациента. Важнейшая задача анестезиолога – обеспечение оптимальных дозировок, предотвращающих эпизоды интраоперационного сознания, которое может стать причиной опасных психологических воздействий на пациентов [1]. Поэтому специалист-анестезиолог должен иметь возможность точно контролировать глубину анестезии и обеспечивать ее адекватность. Следовательно, разработка методов и алгоритмов для точной оценки глубины анестезии во время хирургических операций особенно важна.

В течение последних двух десятилетий вместо традиционных методов оценки глубины анестезии (ГА), основанных на гемодинамических параметрах, получили распространение новые методы, в основе которых лежит обработка сигналов электроэнцефалограммы (ЭЭГ). Известно, что анестетики оказывают прямое влияние на синаптическую активность мозговых нейронов [2]. Таким образом, предпочтительно использовать анализ ЭЭГ для определения количественной оценки ГА [3], [4].

В связи со сложностью визуальной интерпретации ЭЭГ возникает необходимость применения для оценки глубины анестезии автоматических компьютерных методов обработки сигналов. В ряде исследований для оценки глубины анестезии по ЭЭГ применялся нелинейный анализ. В частности, в [5] исследована эффективность использования спектральной энтропии и аппроксимированной энтропии для количественной оценки регулярности сигнала ЭЭГ. Полученные результаты демонстрируют высокую чувствительность указанных показателей к частотному составу сигнала и к дозе анестезирующего препарата. В [6] исследован показатель ГА, названный спектральной краевой частотой (Spectral Edge Frequency - SEF). При выборе порогового значения частоты SEF = 14 Гц чувствительность и специфичность для прогнозирования возникновения движений во время анестезии составили 72 и 82 % соответственно.

К широко распространенным алгоритмам оценки глубины анестезии относится биспектральный индекс (BIS-индекс) [3], [7]. BIS-индекс представляет собой сложный частотно-временной параметр, состоящий из нескольких подпараметров, меняющих свое значение в зависимости от глубины наркоза пациента. Значения BIS-индекса около нуля соответствуют состоянию очень низкой активности мозга, значения в диапазоне от 20 до 80 – различным уровням хирургической анестезии, а значения, близкие к 100, - полному бодрствованию пациента. В качестве подпараметров BIS-индекса, в частности, используются следующие два показателя: отношение "вспышки/подавление" (Burst/Suppression Ratio - BSR) и относительное содержание бета-ритма (Relative Beta Ratio – RBR) [7].

Анестезирующие средства вызывают комплекс нейрофизиологических изменений, что обусловливает сложность ЭЭГ [3]. Для количественной оценки этих изменений требуется целый набор параметров ЭЭГ, описывающий все факторы перехода от бодрствования к глубокой анестезии. После формирования соответствующего набора параметров ЭЭГ они могут быть использованы для расчета численных показателей, характеризующих различные стадии анестезии.

Быстрая эволюция технологий способствовала появлению новых методов распознавания и классификации, среди которых наиболее перспективно использование нейронных сетей. Искусственные нейронные сети (ИНС) представляют собой вычислительные алгоритмы, состоящие из ряда взаимосвязанных элементарных процессоров (ячеек или нейронов). ИНС используются для распознавания образов, прогнозирования, оптимизации и классификации. Их наиболее важной особенностью является способность к обучению. Технически обучение заключается в нахождении коэффициентов связей между нейронами. В процессе обучения нейронная сеть способна выявлять сложные зависимости между входными и выходными данными, а также выполнять обобщение. Каждая ячейка характеризуется передаточной функцией, которая обрабатывает свою входную информацию, а ее выход направляется после взвешивания на другие связанные с ней ячейки [8], [9].

В настоящей статье приведены результаты исследования возможности построения регрессионной модели на основе ИНС для определения уровней анестезии с использованием набора рассчитываемых по ЭЭГ параметров. В качестве входных данных для ИНС используются следующие параметры:

- спектральная энтропия (SE);
- отношение "вспышки/подавление" (BSR);
- спектральная краевая частота (SEF 95);

 – логарифм отношения мощностей спектра (RBR) для трех пар частотных диапазонов.

Материалы и методы. Исходными данными для исследования служат записи ЭЭГ, полученные во время операции с электродов, расположенных на лбу пациента. В качестве анестезирующего средства применялся пропофол. Параллельно с регистрацией сигнала с периодичностью один раз в 30 с фиксировались показания контрольного прибора (монитора анестезии), формирующего количественную оценку уровня анестезии в виде BIS-индекса. При исследовании использовался набор из 319 фрагментов ЭЭГ продолжительностью по 30 с каждый, отобранных таким образом, чтобы в них по возможности равномерно был представлен весь диапазон значений BIS-индекса. Реализация алгоритма и экспериментов выполнялась в программном пакете МАТLAB.

Вычисление параметров. Подпараметр BSR используется для оценки эффекта "вспышки/подавление" во время глубокого наркоза. При этом чередуются сегменты сигнала, имеющие очень низкую амплитуду и сегменты с высокой амплитудой. Для расчета этого параметра участки "подавления" идентифицируются как периоды
продолжительностью не менее 0.5 с, в течение которых напряжение ЭЭГ не выходит за пределы ±5.0 мкВ [7]. Подсчитывается общее время в состоянии "подавления" и параметр BSR вычисляется как доля суммарной длины участков, где ЭЭГ соответствует критериям "подавления".

Для вычисления показателя спектральной энтропии сначала с помощью метода быстрого преобразования Фурье вычисляется спектральная плотность мощности (СПМ). После этого полученная СПМ нормируется так, чтобы результат умножения суммарной мощности сигнала в некотором диапазоне частот $f_1 \le f \le f_2$ на константу нормализации был равен единице:

$$\sum_{f_i=f_1}^{f_2} P_{\rm H}(f_i) = C_{\rm H} \sum_{f_i=f_1}^{f_2} P_0(f_i) = 1,$$

где $P_{\rm H}(f_i)$ – нормированные значения СПМ; $C_{\rm H}$ – константа нормализации; $P_0(f_i)$ – значения СПМ сигнала ЭЭГ при *i*-м значении частоты в анализируемом диапазоне.

Далее вычисляются значения спектральной энтропии [10]:

$$SE = \sum_{f_i = f_1}^{f_2} P_{\mathrm{H}}(f_i) \lg \frac{1}{P_{\mathrm{H}}(f_i)}$$

Для вычисления нормализованного значения SE_{H} полученный результат делится на величину $\lg N$, где N – количество частотных составляющих:

$$SE_{H} = SE/lgN$$

Спектральная краевая частота (SEF95) представляет собой частоту, в пределах которой сосредоточено 95 % мощности спектра. При анестезии SEF95, как правило, снижается [7]. Параметр RBR – логарифм отношения суммы мощностей P_0 в эмпирически определенной полосе нижних частот (от 0 до 1.5 Гц) к сумме этой величины и суммарной мощности P_i в некотором *i*-м диапазоне частот:

$$\mathsf{RBR}_i = \lg \frac{P_0}{P_0 + P_i},$$

где *i* = 1, 2, 3, а *P*₁, *P*₂ и *P*₃ вычислялись для диапазонов частот 7...16, 4...6 и 16...30 Гц соответственно. Указанные диапазоны подбирались эмпирически по критерию наилучшей разделимости между различными состояниями анестезии [11], [12]. Таким образом, был сформирован набор из шести показателей ЭЭГ: SE, BSR, SEF95, RBR₁, RBR₂ и RBR₃ для всех верифицированных уровней анестезии.

Выбор структуры ИНС. Указанные параметры для всех уровней анестезии использовались как входные переменные ИНС. Для обучения и проверки ИНС сначала все выборки были перемешаны случайным образом, а после этого разделены на следующие базы данных: обучающая база данных с объемом выборки 60 % от общего объема, валидационная база данных с объемом выборки 20 % от общего объема и тестовая база данных с объемом выборки 20 % от общего объема.

Для оценки уровней анестезии использована модель многослойного персептрона как структура ИНС, наиболее адекватная решению задачи регрессии для одного выходного показателя [13]. Эффективность ИНС оценивалась с использованием коэффициента регрессии *R*. Исследованы структуры с одним, двумя, тремя и четырьмя скрытыми слоями. Количество нейронов в каждом скрытом слое варьировалось от 10 до 100 с шагом 5 нейронов. В качестве функций активации для скрытых и выходного слоев были выбраны гиперболический тангенс и линейная функция соответственно [14], [15].

Анализ результатов. В таблице показаны усредненные по тестовой выборке значения коэффициента регрессии $R_{\rm cp}$ для разных структур ИНС. Наибольшее значение коэффициента $R_{\rm cp} = 0.94$ достигнуто для структуры ИНС со скрытыми слоями, содержащими 60, 35, 35 и 60 нейронов в первом, втором, третьем и четвертом слоях соответственно. Исследования показали, что дальнейшее увеличение числа слоев приводит к повышению среднего значения коэффициента.

Результаты тестирования разработанной ИНС представлены на рисунке, где проведено сравне-

Значения коэффициента регрессии, усредненные на тестовой выборке The values of the regression coefficient averaged over the test sample

over the test sumpre	
Число скрытых слоев ИНС Number of Ann Hidden Layers	R _{cp}
1	0.87
2	0.88
3	0.89
4	0.94



Comparison of the results of predicting the anesthesia degree given by the artificial neural network with the BIS index

ние прогнозируемых ею значений показателя глубины анестезии *D* со значениями BIS-индекса, полученными на тестовой выборке. Кружками показаны результаты на элементах выборки, сплошной линией – сравнение результатов ИНС и индексом, штриховая линия отражает полное совпадение индексов. Как следует из рисунка, формируемые ИНС оценки степени анестезии хорошо согласуются с результатами, получаемыми принятой методикой показателя глубины анестезии.

Выводы. В рассмотренном исследовании предложен метод оценки уровня анестезии, основанный на применении ИНС, входными параметрами которых служат временные и частотные показатели ЭЭГ, а именно: спектральная энтропия (SE); отношение "вспышки/подавление" (BSR); спектральная краевая частота (SEF95) и логарифм отношения мощностей спектра (RBR) для трех частотных диапазонов. Определены оптимальные параметры сети в форме многослойного персептрона, при которых достигается наивысший уровень регрессии между рассчитанными и верифицированными значениями показателя глубины анестезии. Предложенный метод может применяться в мониторах анестезии, служащих для контроля глубины наркоза, в целях выбора адекватной дозы анестезирующих препаратов во время операций, что позволит избежать как случаев интраоперационного пробуждения, так и излишне глубокого наркоза. Для создания практического варианта алгоритма необходимо дополнительно исследовать помехоустойчивость рассматриваемого метода и разработать комплекс алгоритмических решений, обеспечивающих надежную работу алгоритма при наличии шумов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Rampil IJ. A primer for EEG signal processing in anesthesia // Anesthesiology. 1998. Vol. 89. P. 980–1002.

2. Welling P. G. Pharmacokinetics: processes, mathematics and applications. 2nd ed. Washington DC: American Chemical Society. 1997. 393 p.

3. Bispectral analysis measures sedation and memory effects of propofol, midazolam, isoflurane and Alfentanil In normal volunteers / P. S. Glass, M. Bloom, L. Kearse, C. Rosow, P. Sebel, P. Manberg // Anesthesiology. 1997. Vol. 86(4). P. 836–847.

4. Traast H. S., Kalkman C. J. Electroencephalographic characteristics of emergence from propofol/sufentanil total intervenouse anesthesia // Anesthesia & Analgesia. 1995. Vol. 81(2). P. 366–371. doi: 10.1097/00000539-199508000-00027

5. Behavior of entropy/complexity measures of the electroencephalogram during propofol-induced sedation / R. Ferenets, A. Vanluchene, T. Lipping, B. Heyse, M. Struys // Anesthesiology. 2007. Vol. 106(4). P. 696-706. doi:10.1097/01.anes.0000264790.07231.2d

6. Spectral edge frequency of the electroencephalogram to monitor 'depth' of anaesthesia with isoflurane or Propofol / D. Schwender, M. Daunderer, S. Mulzer, S. Klasing, U. Finsterer, K. Peter // Brit. J. of Anaesthesia. 1996. Vol. 77(2). P. 179–184. doi: 10.1093/bja/77.2.179 7. Tong S., Thakor N. V. Quantitative EEG analysis methods and clinical applications. Norwood: Artech House, 2009. 421 p.

8. Hossein R., Alireza M. D., Mehrab G. Estimation the depth of anesthesia by the use of artificial neural Network // Artificial Neural Networks. Methodological Advances and Biomed. Appl. / Ed. by K. Suzuki. 2011. P. 283–302. doi: 10.5772/15139

9. Description of the entropy algorithm as applied in the datex-ohmeda S/5 entropy module / H. Viertiö-Oja, V. Maja, M. Särkelä, P. Talja, N. Tenkanen, H. Tolvanen-Laakso, M. Paloheimo, A. Vakkuri, A. Yli-Hankala, P. Meriläinen // Acta Anaesthesiol. Scand. 2004. Vol 48(2). P. 154–161. doi: 10.1111/j.0001-5172.2004.00322.x

10. Аль-Гаили М. А., Калиниченко А. Н. Оценка глубины анестезии на основе совместного анализа частотных и временны́х параметров ЭЭГ // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2018. № 3. С. 80–85.

11. Classification of EEG signals based on pattern recognition approach / H. U. Amin, W. Mumtaz, A. R. Subhani, M. N. M. Saad, A. S. Malik // Frontiers in Computational Neuroscience. 2017. Vol. 11, art.103. P. 1–12.

12. Classification of wakefulness and anesthetic sedation using combination feature of EEG and ECG / B. Lee, D. Won, K. Seo, H. J. Kim, S. Lee // Proc. of 2017 5th Intern.

formation and Communication Technologies (ICCTICT),

New Delhi, India, 11-13 March 2016. Piscataway: IEEE,

rithms for determining the depth of anesthesia level on

a new set of attributes / A. Arslan, B. Şen, F. V. Çelebi,

M. Peker, A. But // 2015 Intern. Symp. on Innovations in

Intelligent Systems and Applications (INISTA), Madrid, Spain, 2–4 Sept. 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 1–7. doi:

10.1109/INISTA.2015.7276738

15. A comparison of different classification algo-

2016. P. 521-524. doi: 10.1109/ICCTICT.2016.7514635

Winter Conf. on Brain-Computer Interface (BCI). Sabuk, South Korea, 9–11 Jan. 2017. Piscataway: IEEE, 2017. P. 88–90. doi: 10.1109/IWW-BCI.2017.7858168

13. Monitoring the depth of anesthesia using entropy features and an artificial neural network / R. Shalbaf, H. Behnam, J. W. Sleigh, A. Steyn-Ross, L. J. Voss // J. of Neuroscience Methods. 2013. Vol. 218, iss. 1. P. 17–24.

14. Wavelet entropy based classification of depth of anesthesia / V. K. Benzy, E. A. Jasmin, R. C. Koshy, F. Amal // 2016 Intern. Conf. on Computational Techniques in In-

Аль-Гаили Moxammed Axmed Xamyd – магистр по направлению "Биотехнические системы и технологии" (2013), аспирант кафедры биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровая обработка биомедицинских сигналов, машинное обучение, распознавание образов. E-mail: alghily@mail.ru

Калиниченко Александр Николаевич – доктор технических наук (2009), старший научный сотрудник (1998), профессор кафедры биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 160 научных работ. Сфера научных интересов – компьютерный анализ биомедицинских сигналов, машинное обучение, распознавание образов. https://orcid.org/0000-0001-8946-2831

E-mail: ank-bs@yandex.ru

REFERENCES

1. Rampil IJ. A primer for EEG signal processing in anesthesia. Anesthesiology. 1998, vol. 89, pp. 980–1002.

2. Welling P. G. Pharmacokinetics: Processes, Mathematics, and Applications. 2nd ed. Washington DC: American Chemical Society. 1997, 393 p.

3. Glass P. S., Bloom M., Kearse L., Rosow C., Sebel P., Manberg P. Bispectral analysis measures sedation and memory effects of propofol, midazolam, isoflurane, and alfentanil in normal volunteers. Anesthesiology, 1997, vol. 86(4), pp. 836–847.

4. Traast H. S., Kalkman C. J. Electroencephalographic characteristics of emergence from propofol/sufentanil total intervenouse anesthesia. Anesthesia & Analgesia. 1995, vol. 81(2), pp. 366–371. doi: 10.1097/00000539-199508000-00027

5. Ferenets R., Vanluchene A., Lipping T., Heyse B., Struys M. Behavior of Entropy/Complexity Measures of the Electroencephalogram during Propofol-induced Sedation. Anesthesiology, 2007, vol. 106(4), pp. 696–706. doi:10.1097/01.anes.0000264790.07231.2d

6. Schwender D., Daunderer M., Mulzer S., Klasing S., Finsterer U., Peter K. Spectral edge frequency of the electroencephalogram to monitor 'depth' of anaesthesia with isoflurane or propofol. British Journal of Anaesthesia, 1996, vol. 77(2), pp. 179–184. doi: 10.1093/bja/77.2.179

7. Tong S., Thakor N. V. Quantitative EEG Analysis Methods and Clinical Applications. Norwood: Artech House, 2009, 421 p.

8. Hossein R., Alireza M. D., Mehrab G. Estimation the Depth of Anesthesia by the Use of Artificial Neural Network // Artificial Neural Networks. Methodological Advances and Biomedical Applications. Ed. by Kenji Suzuki. 2011. P. 283–302. doi: 10.5772/15139

9. Viertiö-Oja H., Maja V., Särkelä M., Talja P., Tenkanen N., Tolvanen-Laakso H., Paloheimo M., Vakkuri A., Yli-Hankala A., Meriläinen P. Description of the Entropy algorithm as applied in the Datex-Ohmeda S/5 Entropy Module. Acta Anaesthesiol. Scand. 2004, vol. 48(2), pp. 154–161. doi: 10.1111/j.0001-5172.2004.00322.x

10. Al-Ghaili M. A., Kalinichenko A. N. Evaluation of Depth of Anesthesia Based on Joint Analysis of EEG Frequency and Time Parameters. Izvestiya SPBGETU "LETI" [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University], 2018, no. 3, pp. 80–85. (In Russian)

11. Amin H. U., Mumtaz W., Subhani A. R., Saad M. N. M., Malik A. S. Classification of EEG Signals Based on Pattern Recogni-tion Approach. Frontiers in Computational Neuroscience, 2017, vol. 11, art.103. P. 1–12.

12. Lee B., Won D., Seo K., Kim H. J., Lee S. Classification of Wakefulness and Anesthetic Sedation Using Combination Feature of EEG and ECG. Proc. of 2017 5th Intern. Winter Conf. on Brain-Computer Interface (BCI). Sabuk, South Korea, 9–11 Jan. 2017. Piscataway: IEEE, 2017, pp. 88–90. doi: 10.1109/IWW-BCI.2017.7858168

13. Shalbaf R., Behnam H., Sleigh J. W., Steyn-Ross A., Voss L. J. Monitoring the Depth of Anesthesia Using Entropy Features and an Artificial Neural Network. J. of Neuroscience Methods, 2013, vol. 218, iss. 1, pp. 17–24.

14. Benzy V. K., Jasmin E. A., Koshy R. C., Amal F. Wavelet Entropy Based Classification of Depth of Anesthesia. 2016 Intern. Conf. on Computational Techniques in Information and Communication Technologies (ICCTICT), New Delhi, India, 11–13 March 2016. Piscataway, IEEE, 2016, pp. 521–524. doi: 10.1109/ICCTICT.2016.7514635

15. Arslan A., Şen B., Çelebi F. V., Peker M., But A. A Comparison of Different Classification Algorithms for Determining the Depth of Anesthesia Level on a New Set of Attributes. 2015 Intern. Symp. on Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA), Madrid, Spain, 2–4 Sept. 2015. Piscataway, IEEE, 2015, pp. 1–7. doi: 10.1109/INISTA.2015.7276738 *Mokhammed A. Al-Ghaili* – Master (2013) in Biotechnical Systems and Technologies, postgraduate student of the Department of Bioengineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 6 scientific publications. Area of expertise: digital processing of biomedical signals; machine learning; pattern recognition. E-mail: alghily@mail.ru

Alexander N. Kalinichenko – Dr. of Sci. (Engineering) (2009), Professor of the Department of Bioengineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 160 scientific publications. Area of expertise: computer analysis of biomedical signals; machine learning; pattern recognition. https://orcid.org/0000-0001-8946-2831

E-mail: ank-bs@yandex.ru

Книжные новинки

УДК 621.318.1 + 621.317.4 ББК 3235 + 3222 Б67

Автор: Бишард Е. Г.

Средства измерения магнитных свойств материалов и элементов

СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2018. 160 с. ISBN 978-5-7629-2368-2

Приведены основные сведения о свойствах современных магнитных материалов и их магнитных характеристиках, в частности для микроэлектроники. Изложены соображения по рациональному выбору материалов для проектирования измерительных устройств с включением технологических процедур намагничивания и размагничивания, магнитных систем с постоянными магнитами.

Проанализированы возможности современных магнитоизмертельных приборов и преобразователей. Показаны методы построения и их реализация в аппаратуре для определения магнитных характеристик материалов специального назначения.

Издание может быть полезно инженерам, занимающимся проектированием и испытанием устройств с применением магнитных систем, а также аспирантам и студентам вузов, обучающимся по специальностям, связанным с информационно-измерительной техникой. https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-3-113-121 quat621.386.12

А. И. Мазуров¹, Н. Н. Потрахов^{2⊠}

¹Научно-исследовательская производственная компания "Электрон" Волхонское шоссе, квартал 2, д. 4Б, Санкт-Петербург, 198188, Россия ²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

О ТЕХНОЛОГИЯХ РЕНТГЕНОВСКИХ СИСТЕМ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

Аннотация

Введение. Рентгенографические методы широко распространены в настоящее время при производстве различных изделий и компонентов электронной промышленности, в том числе микро- и наноэлектроники. Одним из наиболее информативных и наглядных методов является проекционная рентгеновская микроскопия. Разработаны и используются в промышленности специализированные рентгеновские системы для технологического контроля. Ключевым элементом конструкции системы рентгеновского контроля (СРК) является рентгеновская трубка. В подавляющем большинстве случаев СРК построены на основе разборных микрофокусных рентгеновских трубок с постоянной откачкой. Это существенно усложняет конструкцию установки, увеличивает ее габариты, массу и стоимость.

Цель работы. Анализ возможных технических и технологических решений, позволяющих повысить доступность рентгеновской системы для контроля электронных компонентов при сохранении информативности контроля.

Материалы и методы. Представлены результаты аналитических исследований оценки степени влияния основных параметров рентгеновской трубки – размера фокусного пятна и фокусного расстояния – на разрешающую способность получаемых рентгеновских изображений. Описаны достоинства и недостатки двух вариантов конструкции СРК: на основе разборных и отпаянных от вакуумной откачной системы рентгеновских трубок. Проанализированы зависимости размеров фокусного пятна от напряжения на рентгеновской трубке и от мощности, подводимой электронным пучком к мишени рентгеновской трубки. Показано, что отпаянные микрофокусные рентгеновские трубки могут быть с успехом использованы в качестве источника излучения в установках для рентгенографического контроля. Сделан вывод о том, что в большинстве случаев отпаянные трубки более практичны.

Результаты. При решении большинства задач по неразрушающему контролю электронных компонентов в составе рентгеновской системы с успехом могут быть использованы источники рентгеновского излучения на основе отпаянных рентгеновских трубок. Благодаря этому существенно уменьшаются габариты, масса, а также стоимость рентгеновской системы контроля электронных компонентов.

Заключение. Отпаянные рентгеновские трубки могут служить эффективной альтернативой при разработке рентгеновской системы контроля электронных компонентов, позволяющей принципиально повысить доступность такой системы.

Ключевые слова: рентгеновская проекционная микроскопия, отпаянные (закрытые) микрофокусные трубки, разборные (открытые) микрофокусные трубки, микрофокусные рентгеновские системы, разрешающая способность

Для цитирования: Мазуров А. И., Потрахов Н. Н. О технологиях рентгеновских систем для контроля электронных компонентов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 113–121. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-113-121

Источник финансирования. Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда в рамках проекта по теме "Создание портативной установки для микрофокусной рентгенографии с целью оперативного контроля микроструктуры, физико-химических свойств и определения остаточного ресурса авиационных деталей и узлов из полимерных композиционных материалов". Номер проекта 15-19-00259.

© Мазуров А. И., Потрахов Н. Н., 2019



Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 19.03.2019; принята к публикации 20.05.2019; опубликована онлайн 27.06.2019

Anatoly I. Mazurov¹, Nikolay N. Potrakhov^{2⊠}

¹Research and development production company "Electron"
4B, Volkhonskoe shosse, kv. 2, 196605, St. Petersburg, Russia
²Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

ABOUT TECHNOLOGIES OF X-RAY SYSTEMS FOR CONTROL OF ELECTRONIC COMPONENTS

Annotation

Introduction. X-ray methods are currently widely used in manufacturing of various products and components of the electronics industry, including micro- and nano-electronics. One of the most informative and illustrative methods is projection X-ray microscopy. Specialized X-ray systems for process control are developed and used in industry. The key element in the design of an X-ray inspection system is an X-ray tube. In the overwhelming majority of cases, X-ray inspection systems are based on collapsible microfocus x-ray tubes with constant pumping. This greatly complicates the design of the installation, increases its dimensions, weight and cost.

Objective. Analysis of possible technical and technological solutions that improve the availability of the X-ray system for monitoring of electronic components while maintaining the information content of the control.

Materials and methods. The article presents the results of analytical studies of assessment of the degree of influence of the main parameters of the X-ray tube – the size of the focal spot and the focal length – on the resolution of the resulting X-ray images. The advantages and disadvantages of two variants of the construction of the X-ray inspection systems are described: based on collapsible and based on sealed X-ray tubes. The dependence of the size of the focal spot on the voltage on the X-ray tube and on the power supplied by the electron beam to the target of the X-ray tube is analyzed. It is shown that sealed (from a vacuum pumping system) micro focus X-ray tubes can be successfully used as a radiation source in installations for X-ray inspection. It is concluded that in most cases, sealed tubes are more practical.

Results. In solving of most problems of non-destructive testing of electronic components in the composition of the Xray system, X-ray sources based on sealed X-ray tubes can be successfully used. Due to this, dimensions, weight, and the cost of an X-ray system for monitoring of electronic components are substantially reduced.

Conclusion. Sealed X-ray tubes are an effective alternative in the development of an X-ray system for monitoring of electronic components, which enables to fundamentally increase the availability of such a system.

Key words: x-ray projection microscopy, sealed (closed) microfocus tubes, collapsible (open) microfocus tubes, microfocus x-ray systems, resolution

For citation: Mazurov A. I., Potrakhov N. N. About Technologies of X-Ray Systems for Control of Electronic Components. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 113–121. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-113-121

Acknowledgement. The research was supported by the Russian Science Foundation within the frames of the project "Creation of portable installation for micro focus X-ray diffraction for real time monitoring of the micro-structure, physical, chemical properties and determination of the residual life of aircraft parts and assemblies made from polymer composite materials". Project number 15-19-00259.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 19.03.2019; accepted 20.05.2019; published online 27.06.2019

Введение. Постоянное уменьшение размеров компонентов (от микро- до нано-) и устройств электронной промышленности сделало актуальной неразрушающую технологию выявления возможных дефектов. Это вызвало разработку специализированных проекционных рентгеновских микроскопов с микро- и нанофокусными источниками рентгеновского излучения. Ключевым узлом конструкции системы рентгеновского контроля (СРК), определяющим ее технологию и область применения, является микрофокусная рентгеновская трубка. Применяются микрофокусные трубки двух типов: разборные с постоянным поддержанием вакуума с помощью насосов (далее – открытые рентгеновские трубки) и отпаянные от откачного поста для поддержания вакуума (закрытые рентгеновские трубки). В последние годы круг задач, решаемых в электронной промышленности с помощью СРК, существенно расширился. Особенно интенсивно развиваются СРК для контроля возможных дефектов в различных компонентах микроэлектроники, а также качества монтажа печатных плат, осуществляемого по новым технологиям [1].

СРК с открытыми и закрытыми рентгеновскими трубками имеют существенно различные функциональные возможности, потребительские свойства и стоимость. Поэтому не только теоретический, но и практический интерес представляет сравнительный анализ этих систем, что в совокупности поможет обоснованно подойти к их выбору для конкретной области контроля изделий электронной промышленности.

Целью настоящей статьи является анализ возможных технических и технологических решений, позволяющих повысить доступность рентгеновской системы для контроля электронных компонентов при сохранении информативности контроля.

Материалы и методы. Функциональная схема СРК показана на рис. 1. Здесь L – расстояние от рентгеновского излучателя до приемника изображения, l – расстояние от рентгеновского излучателя до объекта.

Рентгеновский излучатель системы содержит открытую или закрытую микрофокусную рентгеновскую трубку, рентгеновское питающее устройство и откачной пост для поддержания вакуума (только для открытых трубок).

Устройство позиционирования объекта позволяет установить контролируемый объект в нужной позиции относительно рентгеновского излучателя и детектора изображения. Оно содержит автоматизированные механизмы, позволяю-



Puc. 1. Функциональная схема СРК *Fig. 1.* Functional diagram of X-ray verification systems

щие перемещать рентгеновский излучатель, приемник изображения и объект по заданной траектории в необходимых пределах. Выбором расстояний *l* между излучателем и объектом, а также *L* между излучателем и приемником изображения обеспечивается необходимый коэффициент увеличения изображения объекта.

Функция приемника заключается в преобразовании теневого рентгеновского изображения объекта в цифровое изображение, которое сохраняется в памяти компьютера. Это изображение подвергается цифровой обработке с помощью специализированного программного обеспечения и воспроизводится на мониторе компьютера. Система управляется также от компьютера.

Излучатель, объект, устройство позиционирования образца и приемник располагаются в специальной камере с освинцованными стенками (рентгенозащитной камере), которая не позволяет рентгеновскому излучению выйти за ее пределы.

На рис. 2 представлен внешний вид одного из вариантов конструктивного исполнения СРК электронных компонентов.

Как правило, СРК работают в режиме рентгенографии и рентгеноскопии, опционно предусматривается режим компьютерной томографии. В основе СРК любого производителя лежит микрофокусная рентгеновская трубка, определяющая допустимое увеличение изображения объекта и его качество.



Рис. 2. Внешний вид одного из вариантов конструктивного исполнения СРК электронных компонентов Fig. 2. The appearance of one of the design options for X-ray verification electronic components system

В зарубежных рентгеновских системах применяются рентгеновские трубки трех разновидностей: открытые с прострельным анодом и закрытые двух модификаций с массивным и прострельным анодами. На рис. 3 представлены схемы рентгеновских трубок.

В России подобные рентгеновские системы серийно не выпускаются, хотя рентгеновские трубки, позволяющие разрабатывать обсуждаемые конструкции, разработаны. На рис. 4 представлен внешний вид отпаянной микрофокусной рентгеновской трубки БС-16 (III) семейства БС [2] (a) и ее конструкция (δ). Трубка рассчитана на напряжение 150 кВ, имеет полый вынесенный анод и мишень прострельного типа, расположенную на торце длинной анодной трубы.

Главные параметры трубок для СРК — это размер фокусного пятна f, минимальное фокусное расстояние l или расстояние, на котором объект может быть расположен от фокусного пятна









Рис. 4. Рентгеновская трубка БС-16 (III) *Fig.* 4. X-ray tube БС-16 (III): *a* – appearance, *б* – design

трубки, а также мощность, выделяемая на аноде, при которой обеспечиваются необходимая интенсивность излучения и заданный срок службы мишени анода.

Размер фокусного пятна. Размер фокусного пятна f при заданной разрешающей способности детектора R_{d} определяет максимальное проекционное увеличение объекта [3]

$$m_{\max} = \frac{\left(fR_{\pi}\right)^2 + 1}{\left(fR_{\pi}\right)^2}.$$
 (1)

Превышать *m*_{max} нецелесообразно, так как увеличение изображения приведет только к увеличению его общего размера, но разрешающая способность получаемого изображения будет уменьшаться.

При увеличении m_{max} суммарная разрешающая способность системы R_{Σ} [3] составит

$$R_{\Sigma} = \sqrt{R_{\Lambda}^2 + 1/f^2}$$

Для известных рентгеновских систем f < 10 мкм, $R_{\rm I} < 10$ мм⁻¹, тогда $R_{\Sigma} \cong 1/f$.

В соответствии с формулой Найквиста, для визуализации в объекте дефектов с линейным размером *a*, разрешающая способность детектора изображения должна быть равна $R_{\Sigma} = 1/(2a)$. Следовательно, минимальный размер обнаруживаемого дефекта *a* в образце не может быть менее половины размера фокусного пятна ($a \ge f/2$).

Полученный результат говорит о том, что по мере уменьшения компонентов электронной техники (а также их возможных дефектов) появится потребность не только в микрофокусных, но и в нанофокусных рентгеновских трубках. Поэтому вопрос минимизации размера фокусного пятна – первостепенный для СРК контроля изделий электронной техники.

Однако предел возможности разрешения мелких структур определяет не минимальный размер фокусного пятна трубки, а дифракция рентгеновского излучения при его прохождении через неоднородный объект [4]. Эффект дифракции ограничивает минимальный размер обнаруживаемого дефекта значением

$$a = \sqrt{l\lambda},\tag{2}$$

где $\lambda = k/U$ – эффективная длина волны в спектре излучения, генерируемого рентгеновской трубкой, причем k – коэффициент пропорциональности; U – напряжение на рентгеновской трубке.

Поскольку фокусное расстояние *l* имеет конструктивные пределы, в соответствии с (2) обнаруживать наноразмерные дефекты в объекте можно только при достаточно низких напряжениях на рентгеновской трубке. Следовательно, нанофокусные рентгеновские системы более подходят для лабораторных исследований объектов малых размеров и низкой плотности, чем для исследований объектов промышленной электроники.

Во-первых, размер фокусного пятна рентгеновской трубки зависит от диаметра электронного пучка d на мишени, ускоряющего электронный пучок анодного напряжения U и от мощности, подводимой к мишени анодного узла электронным пучком.

В открытых трубках (см. рис. 3, а) необходимый диаметр электронного пучка на мишени анодного узла достигается с помощью достаточно сложной электронно-оптической системы (ЭОС), состоящей из электронной пушки, электростатической фокусирующей системы и одной или нескольких магнитных линз. Такая ЭОС позволяет сформировать электронный пучок на мишени диаметром 1 мкм и менее с незначительными аберрациями. В закрытых трубках с вынесенным анодом (рис. 3, б) используется обычно одна магнитная линза, надеваемая на анодную трубу (см. рис. 4). С точки зрения достижения минимального диаметра электронного пучка на мишени фокусировка закрытых трубок несколько уступает фокусировке открытых трубок.

Независимо от диаметра электронного пучка *d* область возбуждения (генерирования) рентгенов-

ского излучения на мишени (эффективный диаметр фокусного пятна $f_{3\phi}$) существенно больше из-за диффузного рассеивания электронов в мишени за пределы электронного пучка [5]. На рис. 5 представлены траектории ускоренных электронов в мишени в результате диффузного рассеивания.

Область возбуждения рентгеновского излучения является функцией напряжения на трубке и она тем больше, чем выше это напряжение. Для контроля компонентов электроники используют напряжение 20...160 кВ. На рис. 6 представлены зависимости диапазона рассеивания R (пробега ускоренных электронов в вольфрамовой мишени) и эффективного диаметра фокусного пятна $f_{эф}$ от энергии электронного пучка E.

Во-вторых, интенсивность рентгеновского излучения определяется как

$$I = kiU_a^2 = KPU_a = KP_0S_fU_a,$$

где K – коэффициент пропорциональности; i – ток трубки; U_a – анодное напряжение; P – мощность на аноде; S_f – площадь фокусного пятна.

Анодный узел, содержащий вольфрамовую мишень прострельного типа, нанесенную на бериллиевую подложку, в условиях естественного (конвективного) теплового обмена с окружающей средой длительно выдерживает удельную мощность $P_0 \leq 1 \text{ Br/мкм}^2$. Превышение этой тепловой нагрузки приводит к эрозии мишени (подплавлению, отслаиванию, растрескиванию, распылению и т. д.), что резко сокращает срок ее службы.



Рис. 5. Траектории ускоренных электронов
в мишени в результате диффузного рассеивания
Fig. 5. The trajectories of the target electrons accelerated due to diffuse scattering



Поскольку мощность, подводимая к мишени, также определяет размер фокусного пятна, для обеспечения необходимой интенсивности излучения и мощности трубки приходится увеличивать размеры фокусного пятна.

Таким образом, фокусное пятно рентгеновской трубки не может иметь одного строго фиксированного размера. Его размер следует определять экспериментально при типичных режимах работы рентгеновской системы и указывать эти режимы в соответствующей документации.

Фокусное расстояние пятно-объект. По соотношению (1) определяется проекционное увеличение изображения объекта, при котором обеспечивается максимально возможная разрешающая способность рентгеновской системы для фиксированных f и $R_{\rm д}$. В существующих рентгеновских системах проекционное увеличение mопределяется ее конструкцией и равно отношению расстояния между фокусным пятном трубки и приемником L к расстоянию между фокусным пятном трубки и объектом l: m = L/l.

Чтобы приблизиться к теоретическому пределу коэффициента увеличения $m_{\rm max}$, расстояние lнеобходимо минимизировать. От значения l зависит также размер L, который во многом определяет конструкцию устройства позиционирования объекта. В настоящее время для трубок с прострельной мишенью l составляет 0.2...1 мм. Для объекта толщиной Z увеличение его изображения по толщине образца изменяется от минимального $m_{\rm min} = L/l + Z$ до максимального $m_{\rm max} = L/l$. Следует отметить, что для объекта толщиной Z = l увеличение $m_{\rm min} = m_{\rm max}/2$, в результате чего на его изображении возникает эффект псевдообъема [6]. Анализ технологий. Каждая из двух рассмотренных технологий построения СРК имеет свои преимущества и недостатки.

За счет более совершенной фокусирующей системы и возможностей выбора конструкции анода рентгеновские системы на открытых трубках позволяют для тонких образцов обнаруживать дефекты менее 1 мкм. При этом возможность неоднократной замены катода и мишени анода позволяет эксплуатировать трубку на предельных нагрузках: эмиссионной – на катод и тепловой – на мишень.

Однако СРК на открытых трубках обладают по сравнению с рентгеновскими системами на закрытых трубках целым рядом существенных недостатков:

 – большими габаритами, массой и сложностью конструкции, связанными с использованием металлокерамического изолятора, рассчитанного на полное рабочее напряжение трубки, а также вакуумноплотных механических разборных соединений металлического баллона трубки со сменными узлами (катодом и анодом);

 – наличием в составе трубки неотъемлемого конструктивного элемента – специализированного откачного поста;

 необходимостью высоковольтной тренировки трубки после замены отдельных узлов, накладывающей дополнительные требования на генераторное устройство источника питания, и последующей юстировки электронно-оптической системы;

 возможным увеличением размеров фокусного пятна вследствие механических вибраций откачного поста;

- высокой стоимостью.

Отмеченные недостатки отсутствуют у СРК на основе закрытых (отпаянных) трубок. При этом последние существенно превосходят системы на основе открытых трубок по целому ряду других потребительских свойств.

Например, замена отпаянной трубки в случае выхода ее из строя технологически проще по сравнению с заменой узлов в разборной трубке, поскольку:

 нет необходимости в проведении юстировки
электронно-оптической системы и высоковольтной тренировки трубки;

 – замена трубки занимает меньше времени, чем смена анода или катода в разборной трубке;

 – потребляемая мощность рентгеновской системы на основе закрытой трубки существенно ниже.

Особенно эффективны трубки с вынесенной на анодную трубу мишенью. Они устойчивы в

работе и долговечны, так как негативное влияние на их электрическую прочность рассеянных на мишени электронов устранено отсутствием в анодной трубе электрического поля.

За рубежом СРК для электронной промышленности выпускает целый ряд фирм (с открытыми [7]–[11], с закрытыми [8]–[10] трубками).

Анализ показывает, что системы на закрытых трубках с массивным анодом позволяют обнаруживать дефекты размером до 5 мкм. Они обеспечивают минимальное фокусное расстояние около 10 мм и эффективны при увеличении изображения образца до 100 крат.

Системы на закрытых трубках с прострельным анодом позволяют обнаруживать дефекты до 2.5 мкм. За счет меньшего расстояния "фокусное пятно – объект" (около 1 мм) они эффективны при увеличении изображения объекта до 1000 крат.

Системы на открытых трубках с прострельным анодом позволяют обнаруживать дефекты менее 1 мкм и эффективны при увеличении изображения более 1000 крат.

Как уже отмечалось, в России отсутствует выпуск СРК для электронной промышленности, но элементная база для их производства на основе закрытых трубок с вынесенным анодом имеется. Освоены в серийном производстве микрофокусные рентгеновские трубки серии БС с фокусным пятном до 5 мкм [12] и доступны плоскопанельные детекторы с разрешающей способностью $R_n = 3.5 \dots 10 \text{ мм}^{-1}$ с соответствующим программным обеспечением. Сказанное подтверждают результаты разработки одного из первых отечественных образцов микрофокусного рентгеновского компьютерного томографа МРКТ – 01 [13].

Заключение. В электронной промышленности востребованы СРК, построенные по обеим рассмотренным технологиям. Для контроля относительно крупных и плотных объектов, где достаточно обнаруживать дефекты размером от 5 мкм и более, эффективны системы на закрытых трубках с массивными анодами.

Для обнаружения дефектов размером до 2.5 мкм следует выбирать системы на основе закрытых трубок с мишенью прострельного типа.

Наиболее совершенны системы на основе открытых трубок с мишенью прострельного типа, позволяющие обнаруживать дефекты менее 1 мкм. Однако чем выше разрешение системы, тем ниже такие потребительские свойства, как цена, габариты, масса, а также просвечивающая возможность из-за снижения максимального значения напряжения на рентгеновской трубке.

При разработке СРК перспективны мультифокусные открытые рентгеновские трубки. Они имеют режимы разной мощности для контроля плотных объектов или объектов средней плотности, а также режим разрешения для контроля наноструктур. Режимы переключаются в процессе контроля изделий.

Однако следует отметить, что во многих случаях более практична закрытая трубка с полым вынесенным анодом, размер фокусного пятна которой может регулироваться с помощью магнитной или электромагнитной линзы.

Полученные выводы позволяют обоснованно подойти к решению вопросов конструирования СРК, а также предложить области их применения в зависимости от размеров фокусного пятна и типа рентгеновской трубки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пирогова Е. В. Проектирование и технология печатных плат. М.: Форум Интра-М, 2005. 560 с.

2. Подымский А. А., Потрахов Н. Н. Микрофокусные рентгеновские трубки нового поколения // Контроль. Диагностика. 2017. № 4. С. 4–8.

3. Мазуров А. И., Потрахов Н. Н. Возможности и ограничения микрофокусной рентгенографии в медицине // Биотехносфера. 2010. № 4. С. 20–23.

4. Быстров Ю. А., Иванов С. А. Ускорительная техника и рентгеновские приборы. М.: Высш. шк., 1983. 288 с.

5. Практическая растровая электронная микроскопия / под ред. Дж. Гоулдстейна, Х. Яковица. М.: Мир, 1978. 656 с. 6. Потрахов Н. Н., Грязнов А. Ю., Потрахов Е. Н. Эффект псевдообъемного изображения в микрофокусной рентгенографии // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2009. № 2. С. 18–24.

7. Гнутов А. Установки рентгеновского контроля YXLON – видеть, а не смотреть // Производство электроники. 2013. № 5. С. 1–4.

8. Bernard D. X-ray tube selection criteria for BGA / CSP X-ray inspection // Proc. of SMTA Int. Conf., Chicago, Sept. 2002. Eden Prairie, MN, USA: SMTA, 2002.

9. Шмаков М. Выбор системы рентгеновского контроля. Взгляд технолога // Технологии в электронной промышленности. 2006. № 4. С. 60–68.

10. Шмаков М. Выбор системы рентгеновского контроля. Взгляд технолога // Технологии в электронной промышленности. 2006. № 5. С. 33–40.

11. Гаранин А. Критерии выбора установки рентгеновского контроля: необходимо и достаточно // Печатный монтаж. 2012. № 5. С. 170–177.

12. Подымский А. А. Мощные рентгеновские трубки для проекционной рентгенографии: дис. ... канд. техн. наук / ЛЭТИ. СПб., 2016. 157 с.

13. Микрофокусная компьютерная томография – новый метод исследования микроминиатюрных объектов / В. Б. Бессонов, А. В. Ободовский, В. В. Клонов, Д. К. Кострин // Евразийский союз ученых. 2014. Т. З. С. 12–15.

14. Кокорева И., Щелкунов Г. Рентгеновские методы неразрушающего контроля // Электроника. Наука. Технология. Бизнес. 2017. № 5. С. 84–93. 15. Баканов Г. Ф., Соколов С. С., Суходольский В. Ю. Основы конструирования и технологии радиоэлектронных средств / под ред. И. Г. Мироненко. М.: Асаdemia, 2007. 163 с.

16. Study of the Microfocus X-Ray Tube Based on a Point-Like Target Used for Micro-Computed Tomography / R. Zhou, X. Zhou, X. Li, Y. Cai, F. Liu // PLoS One. 2016 Jun 1; 11(6): eCollection 2016. PMID: 27249559. P. 1–12. doi: 10.1371/journal.pone.0156224

17. Lei Zheng, Huarong Liu, Junting Wang. Transmission-type window of HFCVD diamond film for microfocus X-ray tube // 4th Intern. Conf. on Mechanical Materials and Manufacturing Engineering. Conference Paper. January 2016. P. 641–644. doi: 10.2991/mmme16.2016.212

Мазуров Анатолий Иванович – кандидат технических наук (1972), заместитель генерального директора по научной работе НИПК "Электрон" (Санкт-Петербург). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – рентгенотелевидение; цифровая рентгенотехника.

E-mail: mazurov@electronxray.com

Потрахов Николай Николаевич – доктор технических наук (2009), заведующий кафедрой электронных приборов и устройств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 80 научных работ. Сфера научных интересов – разработка технических средств рентгенографии и методик их применения.

https://orcid.org/0000-0001-8806-0603

E-mail: nn@eltech-med.com

REFERENCES

1. Pirogova E. V. *Proektirovanie i tekhnologiya pechatnykh plat* [PCB Design and Technology]. Moscow, *Forum Intra-M*, 2005, 560 p. (In Russ.)

2. Podymskii A. A., Potrakhov N. N. New Generation Microfocus X-ray Tubes. Testing. Diagnostics. 2017, no. 4, pp. 4–8. (In Russ.)

3. Mazurov A. I., Potrakhov N. N. Possibilities and Limitations of Microfocus X-ray in Medicine. Biotekhnosfera, 2010, no. 4, pp. 20–23. (In Russ.)

4. Bystrov Yu. A., Ivanov S. A. *Uskoritel'naya tekhnika i rentgenovskie pribory* [Accelerator and X-ray Equipment]. Moscow, *Vyssh. shk.*, 1983, 288 p. (In Russ.)

5. Prakticheskaya rastrovaya elektronnaya mikroskopiya [Practical Scanning Electron Microscopy], ed. by Dzh. Gouldsteina, Yakovitsa. Moscow, *Mir*, 1978, 656 p. (In Russ.)

6. Potrakhov N. N., Gryaznov A. Yu., Potrakhov E. N. The Effect of a Pseudo-Volumetric Image in Microfocus Radiography. Proc. of Saint Petersburg Electrotechnical University. 2009, no. 2, pp. 18–24. (In Russ.)

7. Gnutov A. YXLON X-ray Installations – See, Not Watch. *Proizvodstvo Elektroniki* [Electronics Manufacturing]. 2013, no. 5, pp. 1–4. (In Russ.)

8. Bernard D. X-ray tube selection criteria for BGA / CSP X-ray inspection. Proc. of SMTA Int. Conf., Chicago, September 2002. Eden Prairie, MN, USA, SMTA, 2002.

9. Shmakov M. The Choice of X-ray Control System. Technologist's View. Technologies in the Electronics Industry. 2006, no. 4, pp. 60–68. (In Russ.)

10. Shmakov M. The Choice of X-ray Control System. Tech-Nologue View. Technologies in Electronic Industry. 2006, no. 5, pp. 33–40. (In Russ.) 11. Garanin A. Criteria for Choosing an X-Ray Control Unit: Necessary and Sufficient. Printed Circuits Assembly. 2012, no. 5, pp. 170–177. (In Russ.)

12. Podymskii A. A. Powerful X-Ray Tubes for X-Ray Projection: diss. ... Cand. of sci. LETI, SPb., 2016,157 p. (In Russ.)

13. Bessonov V. B., Obodovskii A. V., Klonov V. V., Kostrin D. K. Microfocus Computed Tomography – A New Method of Microminiature Objects Research. Eurasian Union of Scientists. 2014, Vol. 3, pp. 12–15. (In Russ.)

14. Kokoreva I., Shchelkunov G. X-Ray Methods of Non-Destructive Testing. Electronics: Science, Technology, Business. 2017, no. 5, pp. 84–93. (In Russ.)

15. Bakanov G. F., Sokolov S. S., Sukhodol'skii V. Yu. *Osnovy konstruirovaniya i tekhnologii radioelektronnykh sredstv* [Fundamentals of Design and Technology of Radio Electronic Means], ed by I. G. Mironenko. Moscow, Academia, 2007, 163 p. (In Russ.)

16. Zhou R., Zhou X., Li X., Cai Y., Liu F. Study of the Microfocus X-Ray Tube Based on a Point-Like Target Used for Micro-Computed Tomography. PLoS One. 2016 Jun. 1; 11(6) eCollection 2016. PMID: 27249559. P. 1–12. doi: 10.1371/journal.pone.0156224

17. Lei Zheng, Huarong Liu, Junting Wang. Transmission-type Window of HFCVD Diamond Film for Microfocus X-ray Tube. 4th Int. Conf. on Mechanical Materials and Manufacturing Engineering. Conference Paper. January 2016, pp. 641–644. doi: 10.2991/mmme16.2016.212

Anatoly I. Mazurov – Cand. of Sci. (Engineering) (1972), Deputy Director of Research and Development Production Company "Electron" (Saint Petersburg). The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: X-ray television; digital X-ray equipment.

E-mail: mazurov@electronxray.com

Nikolay N. Potrakhov – Dr. of Sci. (Engineering) (2009), Head of the Department of Electronic Devices and Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: development of technical means of radiography and methods of their application. E-mail: nn@eltech-med.com

Книжные новинки УДК 533.9:621.387 ББК В333 Г13 Авторы: Киселев А. С., Кострин Д. К., Лисенков А. А., Марцынюков С. А., Смирнов Е. А., Черниговский В. В. Газоразрядная плазма: физика и применение под общ. ред. проф. А. А. Лисенкова СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2018. 243 с. ISBN 978-5-7629-2387-3 Приведены основные сведения и представлены основные физические процессы, протекающие в газоразрядной плазме. В основу издания положены материалы лекционных курсов по дисциплинам "Вакуумная и плазменная электроника", "Прикладная физика плазмы", "Квантовые и оптоэлектронные приборы и устройства", читаемых студентам бакалавриата и магистрантам, обучающимся по направлению 210100 "Электроника и наноэлектроника", по программе 210153.68 "Электронные приборы и устройства". Данные материалы необходимы для изучения процессов и характеристик газового разряда, а также приборов и технологических устройств, изготовленных на его основе. Издание предназначено для подготовки дипломированных специалистов и магистров физико-технических факультетов вузов, аспирантов и научных работников, специализирующихся в области низкотемпературной плазмы и ионно-плазменной технологии.

121

https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-3-122-129

Nguyen Mau Thach¹[™], Nguyen Trong Tuyen¹, Tran Trong Huu²

¹Le Quy Don Technical University 236 Hoang Quoc Viet, Hanoi, Vietnam ²Vietnam Military Medical University 160 Phung Hung, Hanoi, Vietnam

METHOD AND SYSTEM FOR ASSESSING OF SPORTSMAN'S PHYSIOLOGICAL RESERVES DURING PHYSICAL EXERCISES

Abstract

Introduction. An assessing of the sportsman's physiological reserve (PR) and its dynamics is important when planning and carrying out a training, forecasting sportsman's results. An importance of this problem increases in high-performance sports, and energy consumption sports. A complexity of solving of this problem is caused by the requirement of taking into account of the complex of the biomedical parameters and formation of an integral parameter. This parameter reflects functioning of various body systems which provide significant income to the sportsman's result achievement.

Objective. Development of the method and the system of PR assessing allowing complex investigation of the PR during the training process.

Method and materials. For achievement of the aim the tasks were formulated and solved using methods of biomedical research and engineering, mathematical processing and analysis of the diagnostically valuable parameters.

Results. The complex of the biomedical parameters reflecting sportsman's body metabolism in condition of physical exercises is formed. They are the heart rate, the heart rate variability, the pulse frequency, the systolic and diastolic pressure, the respiratory rate, the blood saturation, and the stress index by Baevsky. It is important for PR assessing to assess parameters characterizing sportsman's physiological reserves at the current moment and its dynamics. The circle diagram is proposed for taking into account of all mentioned parameters and its variation dynamics. The value of the integral PR parameter is an area of a polygon, which is obtained on the circle diagram using normalized values of the diagnostically significant parameters. The method of biomedical investigation of the sportsman and the method of PR assessing based on the complex of the body system parameters are developed. The scheme of assess not only sportsman's body energy consumption during the training but also its recovery after the training. General structures of the biotechnical system and a structures of systems of picking up, registration, processing, and analysis of biomedical signals for assessing of sportsman's physiological reserves are developed. Special attention is given to the development of a wearable device for synchronous registration of the complex of biomedical parameters are developed. Special attention is given to the development of a sessing of the diagnostically significant parameters of systems of picking up, registration, processing, and analysis of biomedical signals for assessing of sportsman's physiological reserves are developed. Special attention is given to the development of a wearable device for synchronous registration of the complex of biomedical parameters and algorithms of assessing of the diagnostically significant parameters of sportsman's body physiological reserves.

Conclusion. The proposed method of sportsman's physiologic reserves investigation and the structure of the system with spatially distributed architecture allow sport medicine doctor and coach to assess an efficiency of sportsman's training process with respect to his potential capabilities, and efficiently control the training process.

Key words: method, system, assess, sportsman's physiological reserves, statistic and dynamic parameters, recovery of physiological and functional reserves

For citation: Nguyen Mau Thach, Nguyen Trong Tuyen, Tran Trong Huu. Method and System for Assessing of Sportsman's Physiological Reserves during Physical Exercises. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 122–129. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-122-129

Source of financing. Initiative work.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Received 19.04.2019; accepted 20.05.2019; published online 27.06.2019

© Nguyen Mau Thach, Nguyen Trong Tuyen, Tran Trong Huu, 2019

Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License



Nguyen Mau Thach¹[⊠], Nguyen Trong Tuyen¹, Tran Trong Huu²

Le Quy Don Technical University 236 Hoang Quoc Viet, Hanoi, Vietnam

Vietnam Military Medical University 160 Phung Hung, Hanoi, Vietnam

МЕТОД И СИСТЕМА ОЦЕНКИ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ РЕЗЕРВОВ СПОРТСМЕНА ВО ВРЕМЯ ТРЕНИРОВОК

Аннотация

Введение. Оценка физиологического резерва (ФР) спортсмена и его динамики актуальна при планировании и проведении тренировок, прогнозировании результатов спортсмена. Актуальность данной проблемы усиливается в спорте высоких достижений, в частности в энергетически затратных видах спорта. Сложность решения этой проблемы обусловлена необходимостью учета комплекса медико-биологических показателей и формирования интегрального показателя, отражающего функционирование различных систем организма, которые обеспечивают значимый вклад в достижение результата спортсмена.

Цель работы. Разработка метода и системы оценки ФР, позволяющих комплексно изучить ФР во время тренировочного процесса.

Методы и материалы. Для достижения поставленной цели были сформулированы и решены задачи с использованием методов медико-биологических исследований, биомедицинской инженерии, математической обработки и анализа диагностически значимых показателей.

Результаты. Сформирован комплекс медико-биологических показателей организма, отражающих метаболизм организма спортсмена в условиях физических нагрузок. Это частота сердечных сокращений, вариабельность сердечного ритма, частота пульса, систолическое и диастолическое давление, частота дыхания, сатурации крови, индекс напряженности Баевского. Для оценки ФР важно оценивать показатели, характеризующие физиологические резервы спортсмена в текущий момент времени и их динамику. Предложена круговая диаграмма для комплексного учета всех перечисленных показателей и динамики их изменения. Количественной мерой интегрального показателя ФР является площадь многогранника, полученного на круговой диаграмме по нормированным значениям диагностически значимых показателей. Разработан метод проведения медико-биологических исследований спортсмена и метод оценки ФР на основе комплекса показателей систем организма, предложена схема оценки физиологических резервов организма спортсмена до и после тренировок. Она позволяет оценить не только энергозатраты организма спортсмена во время тренировок, но и его восстановление после тренировок. Разработана обобщенная структура биотехнической системы и структуры системы съёма, регистрации, обработки и анализа биомедицинских сигналов для оценки физиологических резервов спортсмена. Особое внимание уделено разработке носимого устройства для синхронной регистрации комплекса биомедицинских сигналов и алгоритмам оценки диагностически значимых показателей физиологических резервов организма спортсмена.

Заключение. Предложенный метод исследования физиологических резервов спортсмена и структура системы с пространственно-распределенной архитектурой позволяют тренеру и врачу спортивной медицины оценивать эффективность тренировочного процесса спортсмена с учетом его потенциальных возможностей, эффективно управлять тренировочным процессом.

Ключевые слова: метод, система, оценка, физиологический резерв спортсмена, статические и динамические показатели, восстановление физиологического и функционального резерва

Для цитирования: Nguyen Mau Thach, Nguyen Trong Tuyen, Tran Trong Huu. Метод и система оценки физиологических резервов спортсмена во время тренировок // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 3. С. 122–129. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-122-129

Источник финансирования. Инициативная работа.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 19.04.2019; принята к публикации 20.05.2019; опубликована онлайн 27.06.2019

Relevance. The body physiological reserve (PR) is one of the most significant human biomedical parameter showing energy consumption of the body during physical strain (PS) and the its recovery after end of the exercises. It is advantageous to use the physiological reserve parameter of the body in a sports medicine for assessing of the sportsman's functional reserve. This parameter characterizes the capability of the sportsman to successfully solve assigned tasks. The functional reserves of the sportsman are characterized by his mental strength, skills and experience during solving of the assigned sport task. However, the sportsman's PR role is great, especially in energy consumption sports, as well as in forecasting of the high sporting performance. Therefore, the problem of formation of the biomedical parameters complex, which is significant for PR assessing, and the system for assessing and forecasting of the sportsman capabilities remain actual.

The aim of the investigation is to develop the method and the system of sportsman's PR assessing allowing to investigate sportsman's PR during the training process.

It is necessary to solve the following problems to accomplish a specific aim:

1. Formation of the biomedical parameters complex and the integral parameter characterising sportsman's PR during training process.

2. Development of the method of the biomedical investigation of the sportsman and assess of sportsman's PR based on the complex of body system parameters, which represents body systems functioning.

3. Development of the generalized structure of the biotechnical system and the structure of the system of picking up, registration, processing and analysis of sportsman's biomedical signals.

4. Development of sportsman's wearable device for registration of the physiological parameters complex.

Methods of the problem solving and its results. Formation of the biomedical parameters complex and integral parameter which represent sportsman's PR during the training process.

Carbohydrates are combusting in muscle tissue during the physical activity and aerobic respiration, that leads to production of carbon dioxide, water and heat emission. Continuous intake of carbohydrates and oxygen to the body cells is necessary for realization of this biochemical reaction. Cardiovascular system and respiratory system play an important role in providing of the physical activity. Heart rate (HR), pulse frequency (PF), and respiratory rate (RR) increase while increase of the physical strain. Circulating blood provides an income of carbohydrates and oxygen to the body cells and getting a carbon dioxide and a water out. Thus, the body PR in the current moment will be determined, first of all, by the following parameters: HR, PF, RR. HR should be changed according to increase of PS. Efficiency of heart rate control could be characterized by the stress index by Baevsky (SIB) [1], [2]. The first signs characterizing metabolism change during PS are the increase of HR, the change of the heart rate variability (HRV). This signs reflect the mechanism of physiological function regulation in sportsman's body and allow to characterize general activity of mechanisms which change parameters of metabolism for achievement of optimal adaptive response and adaptive reaction of the sportsman's body. The values of HRV depends on the activity of interaction between the sympathetic and parasympathetic parts of nervous system. Therefore, HRV is characterized by the heart rate stability and maximum heart potential for given value of PS. In addition, the change of the arterial tension (AT) value and HR reflects the income of carbohydrates and oxygen to the body cells required for doing the physical exercises. The value of heart rate reserve (HR_{res}) displays the capability of the body to do physical exercises on maximum strrain level, characterizes training level and sportsman's recovery. The higher HR_{res} is, the greater capability of standing high physical strain, and wider the range of adaptive mechanisms of sportsman's body [3]–[7].

It is important to provide a rhythmical oxygen delivery to the muscle tissue for increase of the sportsman's performance capability and achievement of high results during the physical activity. It is no coincidence that blood doping is used in many sport discipline that allows to increase the number of erythrocytes. This leads to increase of oxyhemoglobin level and oxygen delivery, and allows muscles to perform more stable and decrease its fatigability. The key effect of the procedure is the increase of sportsman's performance. Although the blood doping does not increase the maximum strength, it allows muscles to perform more intense during long time without tiredness. Therefore, the arterial blood oxygen saturation, blood saturation (BS) is important parameter for assessing of sportsman's status. Increase of PS leads to decrease of sportsman's BS. It is necessary to provide larger volume of oxygen to increase training duration but the respiratory systems could not provide it. According to this, application of oxyhemometry tools is important for control of BS and physical activity, because the estimation of sportsman's BS dynamics is of a great importance not only during training process but also during recovery period [4], [8]–[10].

The next group parameters, which is changing under the PS influence and characterize oxygen transport system, are RR and duration of inspiration and expiration. The control of sportsman's breath is one of the main tasks of the sport medicine and highperformance sport. Frequency decreases rapidly during the recovery. Therefore, determination of RR dynamics is of the great importance for assessing of sportsman's reserves because of the high information capacity of this parameter [11]–[14]. Thus, the next valuable PR parameters are RR and BS level.

It is important to take into account the performance capability of the recovery during sportsman's monitoring for complex assessing of his PR. The recovery rate is determined by the health status, the training level and PR level of the surveyed sportsman. The following dependence could be observed: the higher body PR is; the quicker recovery up to initial conditions of enhanced PR proceeds. Thus, the following physiological parameters characterizing PR of the body must be used for assessing of sportsman's PR: HR, PF, HRV, SIB, SAT and DAT (the systolic and diastolic AT), RR, BS level. These parameters should be used for integral assessing of sportsman's' body PR.

It is necessary to do a normalization of the particular parameters for integral assessing of the PR by the complex of the diagnostically significant parameters, because they have different dimension. Each of the particular parameters must be estimated not by its absolute value, but using relative scale. The variation range of some of the parameters is the tenth of unit, others is dozens and hundreds. That requires to represent these parameters at the same scale. Therefore, it is suggested to go from the absolute values of HR, PF, HRV, SIB, AT, RR, and BS level to the relative values by using normalization in the terms of chosen values. For example, a particular sportsman's maximum or a particular age-group limit. For example, HR is set to be 190, SAT is set to be 200 mm Hg, RR - 40 breaths per minute, etc. Relative values of particular parameters after normalization will be in the rangy from 0 to 1.0.

Let $P_i(t)$ is the current absolute value of the particular parameter characterizing sportsman's PR, $i = \overline{1, N}$; where N is a number of parameters used for assessing of sportsman's PR, then the relative current particular value of parameter is derived by the ex-



Fig. 1. Graphic representation of the integral PR parameter

pression $p_i(t) = \frac{P_i(t)}{P_{\text{lim}}}$, where P_{lim} is the limit value of the particular parameter. Integral PR parameter $IP_{\text{PR}}(t)$ could be determined either as the convolution of the particular parameters $IP_{\text{PR}}(t) =$ $= p_1(t) p_2(t) \dots p_N(t) = \prod p_i(t)$ or the vector in *N*-dimensional feature space or the *N*-sector circle diagram. In the latter case, integral parameter is characterized by the area of the *N*-sector diagram (Fig. 1).

The integral PR parameter $IP_{PR}(t)$ is the current value of PR, which is determined by the current values of the particular parameters. Assessing of PR values before training, during training in the moments of the dozed strain change, and after training allows to investigate the reaction of sportsman's body response to various levels of the dozed strain, and adaptive mechanics of the body for acting in extreme conditions. The following sportsman's PR parameters are of the interest for the coach and the sport medicine doctor (SM) – before the training (background value), during the training, after the training, and recovery of sportsman's PR after intensive training. In this connection, it is advantageous to estimate the values of the body PR at a particular point in time, the PR dynamics in time intervals during change of the dozed PS, and also PR dynamics during the recovery of sportsman's body after the training (Fig. 2) [7], [11].

Development of the method of sportsman's biomedical investigation and assessing of sportsman's PR based on the complex of the body system



parameters, which reflect the body system functioning. During the training procedure the sportsman accomplishes various tasks with PS according to schedule aimed on formation of skills and experience under coach leadership. This process usually includes several stages with brief pauses for task change and PS increase in between. It is important to know for the doctor and the coach how the sportsman's body PR will change during physical strain increase [15]–[17]. The quantity of the training procedure stages depends on a variety of factors: the training schedule, the sport discipline, sportsman's health status, etc. Let us use the following simplified scheme (Fig. 3) for explanation of the methodology of the development of the investigation method aimed on studying of sportsman's body PR.

In accordance with proposed scheme the point in time $T_0, T_1, T_2, \ldots, T_k$ are used for assessing of the sportsman's body potential capabilities.

The point in time T_0 – assessing of the initial (background) value of sportsman's body PR before the training. Training procedure starts right after as-

sessing of $PR(T_0)$.

The point in time T_1 – assessing of the PR(T_1) after the end of the first stage of the training.

The point in time T_2 – assessing of the PR(T_2) after the end of the second stage of the training.

The point in time T_k – assessing of the PR(T_k) after the end of the training process (*k*-th stage). Then PR($j\Delta t$) are assessed on time intervals Δt for studying of the PR recovery time of the sportsman's body.

It is necessary to carry on following procedure at each stage of investigation of sportsman's body PR [18]:

1. Picking up and synchronous registration of sportsman's biomedical signals, processing and analysis of these signals, estimation of diagnostically significant parameters characterizing body PR: HR, PF, HRV, AT, RR, BS, SIB.

2. Assessing of the particular absolute and relative PR parameters, and the integral PR parameter of sportsman's body. Assessing of the integral PR parameters at different stages of training process, assessing of the characteristics of the PR parameter dynamics and sportsman's PR recovery parameter.

3. Revealing of the laws of changing of the integral PR parameter and the PR recovery parameter depending on the physical strain level used during the training process. Development of the mathematical models of sportsman's body PR changing, which represent the change of body potential capabilities in time.

4. Formation of the schedule and the training process correction with respect to sportsman's body PR dynamics.

Development of the generalized structure of the biotechnical system and the structure of the system of picking up, registration, processing, and analysis of sportsman's biomedical signals. For sportsman's PR research and assessing of his body potential capabilities, the biotechnical system should include the elements providing picking up and regis-



Fig. 3. The Scheme of Sportsman PR Investigation Procedure



Fig. 4. Structure of Biotechnical System of Sportsman PR Assessing

tration of sportsman's biomedical signals, processing of the signals and assessing of the diagnostically significant parameters, assessing of the particular and integral PR parameters, assessing of the dynamical characteristics of the integral PR parameter, setting the dozed values of physical strain. Thus, the biotechnical system must have the following general structure (Fig. 4). It includes the below described functions that allow to use proposed system in the tasks of the distant monitoring of sportsman's health status:

 Prolonged continuous synchronous registration of the physiological signal complex (ECG, signals of respiratory movement (SRM), photoplethysmogram (PPG), photo-oxyhemogram, etc.) characterizing current sportsman's PR condition;

 Assessing and storage of the diagnostic parameters in the SM doctor's processing and analyzing device;

 Informational and medical care of the sportsman by SM doctor in the case of a critical condition appearance;

– Rapid review of the training efficiency and the schedule correction carried on by the coach in accordance with the global control loop.

The system assessing sportsman's PR must provide the function of continuous control of sportsman's health status during the training process to eliminate life-threatening conditions of the sportsman. Therefore, the system must have two control levels, which includes both the SM doctor and coach:

1. The first control level assumes the local assessing of PR parameters by using the system of picking up and registration of sportsman's physiological condition (PC) based on sportsman's wearable

device (SWD), the tools for processing and analysis of PC and data based on doctor's laptop computer (DLC). Using this loop, the SM doctor controls the operating regime: picking up and registration of PC, processing method choosing, analysis and displaying of sportsman's PR, choosing and correction of the research process program using the dozed PS.

2. The second loop provides a communication between SM doctor and coach to form sportsman's training activity (training schedule) with respect to the earlier obtained data of sportsman's PR. All sportsman's PR data downloaded to DLC is copied to the server for filling into the stored sportsman's electronic card. Having access to the server, coach can analyze the data of sportsman's PR dynamics during the current training or for a long period of sportsman's training, develop activities and make corrections of the sportsman's training schedule. In the case of emergency threatening to sportsman's life connection between SM doctor and coach must be direct (Fig. 4)

Development of sportsman's wearable device for registration of the physiological signal complex. It is proposed to use SWD, which is the intellectual system for picking up and registration of sportsman's PR, for PR assessing during the training process [19]. Functional purpose of SWD is providing of continuous and synchronous registration of the sportsman's PC complex.

SWD (Fig. 5) provides picking up and registration of SRM, ECG, PPG, muscle activity, characterizing activity of respiratory system, cardiovascular system, locomotor apparatus during the training process. SWR should have minimal dimensions and Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product Control Equipment



Fig. 5. Structure of System of Reading, Registration, Processing, and Analysis of Sports-Man's Data

weight, provide usability in the case of the prolonged monitoring, intellectual regimes of picking up, registration, processing, and analysis of biomedical data.

Picking up and registration of ECG is carried out using of the electrode system (ES) and the amplifier of a biopotentials (ABP).

The channel of registration of the wave signals and oxyhemometry includes the optical sensor (OS) based on a light diode (LD) and photodiode (PD), the amplifier of pulsed current (APC), and the currentto-voltage converter (CVC).

The channel of breath registration includes the inductive respiration sensor (IS) and the amplifier of the respiratory movement signal (ARMS).

The channel of muscle activity signal registration includes the digital accelerometer sensor (AS).

All registered signals applied to the input of the microcontroller (MC), analogue signals converts into a digital code using the microcontroller build-in analog-to-digital converter. Then these signals are formed into the files of synchronous recording, which is transmitted to DLC using Bluetooth. It is reasonable to use the low-power microcontrollers for increase of the autonomous functioning of the laptop. Continuous prolonged functioning of the SWD is provided by the autonomous power source (APS).

Thus, the system of assessing of sportsman's body PR have the spatial distributed structure. Such architecture allows to distribute tasks, which are being solved by the monitoring system, to various levels, provide high efficiency of picking up, registration, processing, and analysis of the biomedical signals, assessing of the current value of sportsman's PR level during the training process.

Conclusion. 1. It is necessary to assess sportsman's PR using the physiological signal complexes registered during the training process for assessing of the sportsman's potential capabilities and forecasting of his results. Assessing of the complex of diagnostically significant parameters reflects the efficiency of sportsman's respiratory system, cardiovascular system, and locomotor apparatus. Sportsman's condition should be characterized by the PR parameter in current moment of time, and the dynamics of the parameter during the training process. Assessing of the PR dynamics after the end of the training process allows to assess PR recovery.

2. Proposed method of sportsman's PR investigation and biotechnical structure with spatially distributed architecture allow coach and SM doctor to assess the efficiency of the sportsman's training process with respect to his potential capabilities and efficiently control training process.

REFERENCES

1. Shlyk N. I., Baevskiy R. M. Heart Rate Variability. Theoretical Aspects and Practical Application. Abstracts and Reports IV All-Russian Symposium. Izhevsk, UdSU, 2008, 344 p. (In Russ.)

2. Baevskiy R. M., Ivanov G. G. Analysis of Heart Rate Variability Using Different Electrocardiographic Systems (Guidelines). *Vestnik aritmologii* [Bulletin arrhythmology], 2001, no. 24, pp. 65–86. (In Russ.) 3. Cheng T. M., Savkin A. V., Celler B. G., Su S. W., Wang L. Nonlinear Modeling and Control of Human Heart Rate Response during Exercise with Various Work Load Intensities. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2008, vol. 55, iss. 11, pp. 2499–2508. doi: 10.1109/TBME.2008.2001131

4. Weng, K., Turk B., Dolores L., Nguyen T. N., Celler B., Su S., Nguyen H. T. Fast tracking of a given heart rate profile in treadmill exercise. 2010 Annual Intern. Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology. Buenos Aires, Argentina. 31 Aug.-4 Sept. 2010. Piscataway, IEEE, 2010, pp. 2569–2572. doi: 10.1109/IEMBS.2010.5626650

5. Stork M., Novak J., Zeman, V. Models of Some Physiological Parameters Based on Spiroergometric Exercise Test. 2011 Intern. Conf. on Applied Electronics. Pilsen, Czech Republic. 7-8 Sept. 2011. Piscataway, IEEE, 2011, pp. 1–6.

6. Paradiso M., Pietrosanti S., Scalzi S., Tomei P., Verrelli C. M. Experimental Heart Rate Regulation in Cycle-Ergometer Exercises. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2012, vol. 60, iss. 1, pp. 135–139. doi: 10.1109/TBME.2012.2225061

7. Logier R., Dassonneville A., Chaud P., De Jonckheere J. A Multi Sensing Method for Robust Measurement of Physiological Parameters in Wearable Devices. 2014 36th Annual Intern. Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Chicago, IL, USA. 26-30 Aug. 2014. Piscataway, IEEE, 2014, pp. 994–997. doi: 10.1109/EMBC.2014.6943760

8. Plews D. J., Laursen P. B., Meur Y. L., Hausswirth C., Kilding A. E., Buchheit M. Monitoring Training with Heart-Rate Variability: How Much Compliance is Needed for Valid Assessment? International Journal of Sports Physiology and Performance, vol. 9, iss. 5, pp.783–790. doi: 10.1123/ijspp.2013-0455

9. Kaikkonen P. Post-exercise Heart Rate Variability: A New Approach to Evaluation of Exercise-Induced Physiological Training Load. Studies in Sport, Physical Education and Health. 2015, vol. 224, 88 p.

10. Zakynthinaki M. S. Modelling Heart Rate Kinetics. PloS one. 10(4), e0118263, pp. 1–26. doi: 10.1371/journal.pone.0118263

11. Ahmadi A. K., Moradi P., Malihi M., Karimi S., Shamsollahi M. B. Heart Rate Monitoring during Physical Exercise Using Wrist-Type Photoplethysmographic (PPG) Signals. 2015 37th Annual Intern. Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC). Milan, Italy. 25-29 Aug. 2015. Piscataway,IEEE, 2015, p. 6166– 6169. doi: 10.1109/EMBC.2015.7319800

12. Dong J. G. The Role of Heart Rate Variability in Sports Physiology. Experimental And Thera-Peutic Medi-

cine. 2016, vol. 11, iss. 5, pp. 1531–1536. doi: 10.3892/etm.2016.3104

13. Bellenger C. R., Fuller J. T., Thomson R. L., Davison K., Robertson E. Y., Buckley J. D. Monitoring Athletic Training Status Through Autonomic Heart Rate Regulation: a Systematic Re-View and Meta-Analysis. Sports Medicine. 2016, vol. 46, iss. 10, pp. 1461–1486. doi: 10.1007/s40279-016-0484-2

14. Ornelas F., Nakamura F. Y., Dos-Santos J. W., Batista D. R., Meneghel V., Nogueira W. J., Brigatto F. A., Germano M. D., Sindorf M. A., Moreno M. A., Lopes C. R., 2017. Daily Monitoring of the Internal Training Load by the Heart Rate Variability: A Case Study. Journal of Exercise Physiology Online. 2017, vol. 20, iss. 1, pp. 151–163.

15. Stork M., Novak J., Zeman V. Dynamic Models of Some Physiological Parameters in Response to Exercise. 2017 Intern. Conf. on Applied Electronics (AE). Pilsen, Czech Republic. 5-6 Sept. 2017. Piscataway, IEEE, 2017, pp. 1–4. doi: 10.23919/AE.2017.8053622

16. Huang Y. C., Huang T. S. A Study of Physiological Responses to Different Forms of Exercise. 2017 IEEE 8th International Conference on Awareness Science and Technology (iCAST). 8-10 Nov. 2017. Taichung, Taiwan. Piscataway, IEEE, pp. 68–74. doi: 10.1109/ICAwST.2017.8256525

17. Stork M., Novak J., Zeman V. Modeling of Heart Rate During Exercise. 2017 11th Intern. Conf. on Measurement. Smolenice, Slovakia. 29-31 May 2017. Piscataway, IEEE, pp. 251–254. doi: 10.23919/MEASUREMENT.2017.7983583

18. Scott M., Graham K. S., Davis G. M. Cardiac Autonomic Responses during Exercise and Post-Exercise Recovery Using Heart Rate Variability and Systolic Time Intervals—a Review. Frontiers in Physiology. 2017, vol. 8, art. 301. doi: 10.3389/fphys.2017.00301

19. Nguyen Trong Tuyen, Tran Trong Huu, Nguyen Mau Thach, Yuldashev Z. M. System and Algorithm of Intelligent Biomedical Signal Processing and Analysis for Human Health Status Remote Monitoring System. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 5, pp. 71–80. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-71-80 (In Russ.).

Nguyen Mau Thach – Postgraduate Student of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Teacher in Le Quy Don Technical University. The author of 14 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; biomedical engineering; processing and analysis of biomedical signals. E-mail: thachnguyen@mail.ru

Nguyen Trong Tuyen – Ph.D. in Engineering (2018), Teacher in Le Quy Don Technical University. The author of 29 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; biomedical engineering; processing and analysis of biomedical signals.

E-mail: nguyentuyen1988@gmail.com

Tran Trong Huu – Ph.D. in Engineering (2018). Fellow Worker in Vietnam Military Medical University. The author of 27 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; biomedical engineering; processing and analysis of biomedical signals.

E-mail: trantronghuu2007@gmail.com

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия высших учебных заведений 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 (также возможна передача по электронной почте по предварительному согласованию). Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- элементы заглавия на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати для российских авторов (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и на английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию для российских авторов (1 экз.);
- сопроводительное письмо с указанием предполагаемой рубрики (1 экз.).

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует требованиям к рукописи и материалам, представляемым с ней.

Структура научной статьи

Авторам статей рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- заголовочная часть:

- УДК (выравнивание по левому краю);
- 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);
- 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.;
- Название статьи;
- 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;
- текст статьи;
- приложения (при наличии);
- список литературы (библиографический список);

- англоязычная часть:

- 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.;
- название (Title);
- аннотация (Abstract);
- ключевые слова (Keywords);
- список литературы (References).

Название статьи должно быть информативным, 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, результаты и выводы.

Рекомендуется содержание аннотации представить в структурированной форме:

Введение. Вводная часть (включает общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как в начале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в знании).

Почему и зачем проведено исследование, обозначение «пробела» в научном знании, дающего основания для проведения исследования (*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 параграфов, упоминать цифры и формулы.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, излагать 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 трех.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

- 1. Введение.
- 2. Методы.
- 3. Результаты.
- 4. 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 в сети Интернет, 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). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Показывается, 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.

В конце текста статьи может быть представлен раздел **Благодарности.** В данном разделе принято выражать признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес вашей статьи. Однако, прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить.

Далее следует раздел **Источник финансирования**, в котором указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Рекомендуется не использовать в этом разделе сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций. При отсутствии источника финансирования необходимо указать: "Инициативная работа".

В том случае, если проводились опыты с участием животных или людей, в статью следует включить раздел Соблюдение этических стандартов. Подробнее см. <u>http://pleiades.online/ru/authors/guidlines/ethics-</u> statements/.

Должен быть представлен раздел 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. <u>http://pleiades.online/ru/authors/guidlines/ethics-statements/</u>.

Возможен раздел Информация о вкладе авторов (по желанию указывается, кто и что делал).

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 не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании 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 представля-

ется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <u>http://ru.translit.net/?account=bsi</u>).

При ссылке на русскоязычную работу указывается полное название статьи на английском языке, источник в транслитерации (набран курсивом), выходные данные, указание на язык статьи в скобках.

При ссылках на переводную литературу необходимо отдельно привести ссылку на оригинал (для References). При ссылках на источники на русском языке необходимо дополнительно привести перевод ссылки на английский язык с указанием после ссылки "(in Russ.)".

Если описываемая публикация имеет Digital Object Identifier (DOI), его указание обязательно в References. Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала re.eltech.ru.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги A4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 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 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Основной текст

Шрифт "Times New Roman" 10.5 pt, выравнивание по ширине, абзацный отступ 0.6 см, межстрочный интервал "Множитель 1.1".

Используются постраничные подстрочные ссылки (шрифт "Times New Roman" 8 pt, выравнивание по ширине; межстрочный интервал "Одинарный"), имеющие сквозную нумерацию в пределах статьи.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте 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. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения об его образовании, карьере, другие статьи. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников:

 • 05.12.00 – "Радиотехника и связь" (05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии, 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций, 05.12.14 – Радиолокация и радионавигация);

05.27.00 – "Электроника" (05.27.01 – Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и наноэлектроника на квантовых эффектах, 05.27.02 – Вакуумная и плазменная электроника, 05.27.03 – Квантовая электроника, 05.27.06 – Технология и оборудование для производства полупроводников, материалов и приборов электронной техники);

• 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5 (05.11.01 – Приборы и методы измерения по видам измерений, 05.11.03 – Приборы навигации, 05.11.06 – Акустические приборы и системы, 05.11.07 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы, 05.11.08 – Радиоизмерительные приборы, 05.11.10 – Приборы и методы для измерения ионизирующих излучений и рентгеновские приборы, 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий, 05.11.14 – Технология приборостроения, 05.11.15 – Метрология и метрологическое обеспечение, 05.11.16 – Информационно-измерительные и управляющие системы (по отраслям), 05.11.17 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения, 05.11.18 – Приборы и методы и методы преобразования изображений и звука).

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 редакции: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru