



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 25 № 5 2022



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 25 No. 5 2022

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2022

Saint Petersburg
ETU Publishing house

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

Индекс по каталогу АО «Почта России» П4296

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

Издается 6 раз в год.

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

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

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

Редакция журнала:

197022, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5 Ф, СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

С. Б. МАКАРОВ, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный политехнический университет 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., чл.-кор. РАН, директор, Центр микроэлектроники и субмикронных гетероструктур РАН, С.-Петербург, Россия

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

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

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

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

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

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

Журнал выполняет следующие задачи:

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

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

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



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0



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

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

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

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

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

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

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

EDITORIAL BOARD:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

EXECUTIVE SECRETARY

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

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

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Оригинальные статьи

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Кириллов В. В., Мунина И. В., Туральчук П. А. Проходная одноразрядная фазированная антенная решетка с пространственным возбуждением для систем беспроводной связи 6 ГГц.....6

Поленга С. В., Ерохин А. А., Р. О. Рязанцев, Полигина А. Д., Крылов Р. М., Литинская Е. А., Гафаров Е. Р., Александрин А. М., Саломатов Ю. П., Данилов И. Ю. Двухдиапазонная отражательная антенная решетка Ka/Q-диапазонов частот.....18

Соркин А. А. Компактные полосно-пропускающие волноводные фильтры с индуктивными связями с E -плоскостной симметрией и без E -плоскостной симметрии.....32

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

Кузин А. А., Мякинников А. В., Фомина К. С., Шабалин С. А. Способ пространственной обработки для радара системы контроля железнодорожного переезда.....42

Радиолокация и радионавигация

Xuan Luong Nguyen, Thanh Thuy Dang Thi, Phung Bao Nguyen, Van Bac Nguyen. Research and Design of an X-Band UHF Power Amplifier.....56

Микро- и нанoeлектроника

Койгеров А. С., Балышева О. Л. Быстрый численный расчет параметров поверхностных акустических волн Рэлея для модели связанных мод.....67

Митрофанова А. Ю., Сафин А. Р., Кравченко О. В., Никитов С. А. Взаимная синхронизация антиферромагнитных спинтронных осцилляторов.....80

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

Поздеев А. А. Метод повышения контраста медицинских видеоизображений с адаптивной глубиной коррекции для систем поддержки врачебных решений.....91

Хаустов А. И., Боярский Г. Г., Кротов К. В. Разработка микронасосной системы для поддержки кровообращения.....104

От редакции

Правила для авторов статей.....113

CONTENTS

Original articles

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Kirillov V. V., Munina I. V., Turalchuk P. A. A One-bit Transmit Phased Array with Spatial Excitation for Sub-6 GHz Wireless Systems.....6

Polenga S. V., Erokhin A. A., Ryazantsev R. O., Poligina A. D., Krylov R. M., Litinskaya E. A., Aleksandrin A. M., Gafarov E. R., Salomatov Yu. P., Danilov I. Yu. A Dual Ka/Q-Band Reflectarray.....18

Sorkin A. A. Compact Bandpass Waveguide Filters with Inductive Couplings with E -plane Symmetry and without E -plane Symmetry.....32

Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities

Kuzin A. A., Miakinkov A. V., Fomina K. S., Shabalin S. A. A Method of Spatial Processing for a Railway Crossing Control Radar System.....42

Radar and Navigation

Xuan Luong Nguyen, Thanh Thuy Dang Thi, Phung Bao Nguyen, Van Bac Nguyen. Research and Design of an X-Band UHF Power Amplifier.....56

Micro- and Nanoelectronics

Koigerov A. S., Balysheva O. L. Rapid Numerical Calculation of Rayleigh Surface Acoustic Wave Parameters for a Model of Coupling Modes.....67

Mitrofanova A. Yu., Safin A. R., Kravchenko O. V., Nikitov S. A. Mutual Synchronization of Antiferromagnetic Spintronic Oscillators.....80

Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product

Pozdeev A. A. A Method for Enhancing the Contrast of Medical Video Images with Adaptive Correction Depth for Clinical Decision Support Systems.....91

Khaustov A. I., Boyarsky G. G., Krotov K. V. Designing of a Micropump System for Circulatory Support.....104

From the Editor

Author's Guide.....113

Проходная одноразрядная фазированная антенная решетка с пространственным возбуждением для систем беспроводной связи 6 ГГц

В. В. Кириллов[✉], И. В. Мунина, П. А. Туральчук

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

[✉] vvkirillov@etu.ru

Аннотация

Введение. В настоящее время пропускная способность канала является одним из важнейших параметров современных систем связи ввиду увеличения числа пользователей, высоких скоростей передачи данных и быстрого развития интернета вещей. В беспроводных системах связи ограничение пропускной способности возникает из-за низкого отношения сигнал/шум, и одной из причин этого являются высокие потери при распространении электромагнитных волн. Их можно компенсировать с помощью антенных систем с высоким коэффициентом усиления, таких, как метаповерхности, проходные или отражающие решетки.

Цель работы. Разработка и исследование проходной одноразрядной фазированной антенной решетки (ФАР) с пространственным возбуждением для использования в системах беспроводной связи для частот, близких к 6 ГГц. Обсуждается вопрос уменьшения вносимых потерь, связанных с геометрией ячейки и управляющих компонентов. Особое внимание уделяется учету паразитных параметров $p-i-n$ -диодов, используемых в качестве управляющих элементов для установки фазы в составе единичной ячейки. Также исследуются способы подавления кроссполяризации в единичной ячейке с целью уменьшения вносимых потерь.

Материалы и методы. Основным методом исследования характеристик единичных ячеек проходной антенной решетки является численное электродинамическое моделирование в системе автоматизированного проектирования CST Microwave Studio. Полученные результаты подтверждены экспериментальным исследованием изготовленных образцов.

Результаты. Предложена уникальная конструкция единичной ячейки, являющейся основным элементом проходной ФАР. В результате была спроектирована и изготовлена ФАР, результаты измерений которой показывают уровень вносимых потерь в рабочей полосе частот 210 МГц (3.6 %) не более 1.5 дБ. Уровень кроссполяризации составляет не более 24 дБ в диапазоне отклонения луча от 45 до -45° , ослабление коэффициента усиления не превышает 2.5 дБ.

Заключение. Простота конструкции, низкие потери и уровень кроссполяризации показывают, что разработанная проходная одноразрядная ФАР с пространственным возбуждением может быть успешно использована в современных системах связи.

Ключевые слова: антенная решетка, одноразрядная, потери, единичная ячейка, кроссполяризация

Для цитирования: Кириллов В. В., Мунина И. В., Туральчук П. А. Проходная одноразрядная фазированная антенная решетка с пространственным возбуждением для систем беспроводной связи 6 ГГц // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 5. С. 6–17. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-6-17

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Финансирование. Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 20-31-70001.

Статья поступила в редакцию 15.02.2022; принята к публикации после рецензирования 29.06.2022; опубликована онлайн 29.11.2022

A One-bit Transmit Phased Array with Spatial Excitation for Sub-6 GHz Wireless Systems

Vitalii V. Kirillov[✉], Irina V. Munina, Pavel A. Turalchuk

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉vvkirillov@etu.ru

Abstract

Introduction. Due to the increasing number of users, growing rates of data transmission, and rapid advancement of the Internet of Things, the parameter of channel capacity is acquiring greater importance in modern communication systems. In wireless communication systems, capacity limitation occurs due to a low signal-to-noise ratio, one reason for which consists in high losses associated with the propagation of electromagnetic waves. These losses can be compensated using high-gain antenna systems, such as metasurfaces, transmitarrays, or reflectarrays.

Aim. Development and research of a one-bit transmit phased antenna array with spatial excitation for use in wireless communication networks across sub-6 GHz frequencies. The issues of reducing the insertion losses associated with the cell geometry and control components are discussed. Account is taken of the parasitic parameters of $p-i-n$ diodes used as control elements for phase adjustment in a unit cell. Methods for suppressing cross-polarization in a unit cell with the purpose of reducing insertion losses are studied.

Materials and methods. The characteristics of unit cells in a transmit antenna array were studied by numerical electrodynamic modeling in the CST Microwave Studio computer-aided design system. The obtained results were confirmed by an experimental study of samples.

Results. A unique design of a unit cell comprising the main element of a transmitarray was proposed. On its basis, a transmitarray was designed and manufactured, whose measurements proved the level of insertion losses to be lower than 1.5 dB in the operating frequency band of 210 MHz (3.6 %). The level of cross-polarization was found to be lower than 24 dB, and the gain attenuation did not exceed 2.5 dB in the range of beam deflection from 45° to –45°.

Conclusion. The design simplicity, low losses, and acceptable cross-polarization levels of the developed one-bit transmit phased antenna array with spatial excitation confirm its feasibility for modern communication systems.

Keywords: antenna array, one-bit, loss, unit cell, cross-polarization

For citation: Kirillov V. V., Munina I. V., Turalchuk P. A. A One-bit Transmit Phased Array with Spatial Excitation for Sub-6 GHz Wireless Systems. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 5, pp. 6–17. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-6-17

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

Acknowledgements. The reported study was funded by RFBR according to the research project № 20-31-70001.

Submitted 15.02.2022; accepted 29.06.2022; published online 29.11.2022

Введение. Основной фундаментальной проблемой современных беспроводных средств связи является ограниченность пропускной способности канала связи, определяемой как максимальная скорость передачи данных за единицу времени. Пропускная способность является критическим параметром для современных средств связи, требования к которой из года в год повышаются вследствие роста числа пользователей и объема трафика.

Антенные системы, являющиеся одним из главных элементов беспроводных систем связи,

непосредственно влияют на ее пропускную способность. Высокий коэффициент усиления (КУ) антенных систем, возможность управления формой диаграммы направленности, рабочая полоса частот – одни из критических параметров антенных систем современных средств связи. Традиционные фазированные антенные решетки (ФАР) способны формировать узконаправленные лучи с высокими КУ и обеспечивать возможность электронного управления [1]. Однако массогабаритные характеристики ФАР и большие потери в цепях питания являются их

главными недостатками. Кроме того, существенным недостатком является значительное усложнение архитектуры диаграммообразующей системы, заключающееся в формировании многолучевой диаграммы направленности, для реализации технологии ММО, которая позволяет увеличить пропускную способность за счет пропорционального роста количества используемых антенных элементов. В свою очередь, от подобных недостатков свободна технология антенных решеток с пространственным способом возбуждения, где антенная решетка возбуждается через свободное пространство волной, генерируемой облучателем. Пространственный способ распределения мощности может быть реализован в виде метаповерхностей [2, 3], отражательных решеток [4, 5] или проходных решеток [6–8]. В ФАР с пространственной системой возбуждения элементы излучающей апертуры собирают мощность облучателя и переизлучают ее в заданном направлении после фазирования с помощью фазовращателей, фазовый сдвиг которых задается устройством управления фазовым распределением. Изменение фазовых состояний элементарных ячеек может быть реализовано как непрерывным, так и дискретным способом. Дискретное изменение фазы – наиболее простой с точки зрения реализации способ. В то же время одноразрядное фазовое квантование наиболее часто встречается среди представленных в литературе антенных решеток с пространственным возбуждением [9–11]. Одноразрядное фазовое распределение с двумя фазовыми состояниями 0 и 180° позволяет уменьшить количество управляющих элементов, что в результате снижает уровень вносимых потерь, а также энергозатраты на управление фазовым распределением антенной решетки.

В связи с тенденцией к освоению более высоких частотных диапазонов системами связи нового поколения повышаются и требования к вносимым потерям, ширине рабочей полосы частот, уровню кроссполяризации, возможности электронного сканирования, энергоэффективности и т. д. Важным аспектом является выбор управляющего элемента для электронного управления формой диаграммы направленно-

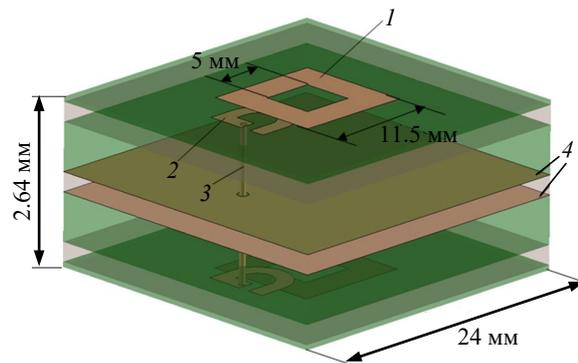


Рис. 1. Структура единичной ячейки антенной решетки
Fig. 1. Structure of a transmitarray unit cell

сти, от характеристик которого зависят и основные характеристики антенной решетки.

В данной статье обсуждаются вопросы разработки одноразрядной ФАР с пространственным возбуждением, в качестве управляющего элемента в которой используются полупроводниковые $p-i-n$ -диоды для работы на частоте 5.8 ГГц. Для подтверждения результатов электродинамического моделирования антенная решетка была изготовлена с использованием технологии производства печатных плат и исследована экспериментально.

Конструкция единичной ячейки проходной антенной решетки представлена на рис. 1. Элементарная ячейка проходной антенной решетки состоит из приемной и передающей печатных патч-антенн с квадратным вырезом в центре, размещенных на противоположных сторонах многослойной структуры 1, состоящей из семи диэлектрических слоев. Для обеспечения связи между двумя патч-антеннами используется элемент, содержащий два разомкнутых кольцевых резонатора 2, соединенных между собой сквозным металлизированным отверстием 3. Две плоскости заземления 4 в середине стека устраняют паразитную связь между патч-антеннами. Наличие двух плоскостей заземления вместо одной обусловлено требованиями процесса изготовления печатных плат и обеспечивает симметрию структуры. Металлические слои сформированы на четырех диэлектрических слоях материала Rogers RO4003 толщиной 0.508 мм ($\epsilon_r = 3.55$; $\text{tg } \delta = 0.0027$). Три слоя препрега Rogers RO4450В толщиной 0.204 мм ($\epsilon_r = 3.3$;

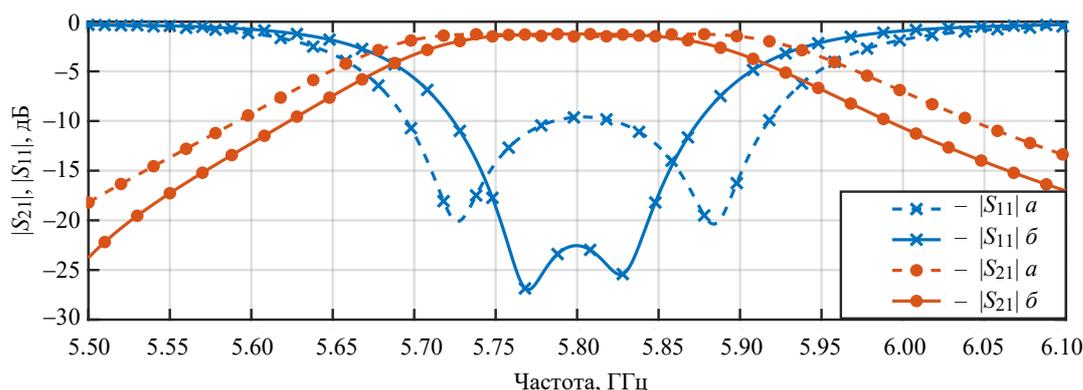


Рис. 2. Результаты моделирования коэффициентов передачи и отражения для разных коэффициентов связи: a – уменьшенного; b – увеличенного

Fig. 2. Results of modeling the transmission and reflection coefficients for different coupling coefficients: a – reduced; b – increased

$\text{tg } \delta = 0.004$) используются для соединения слоев RO4003. Поперечный размер единичной ячейки составляет 24×24 мм ($\approx 0.46 \lambda_0$), а толщина – 2.64 мм, что менее $0.045 \lambda_0$, где λ_0 – длина волны в свободном пространстве на частоте 5.8 ГГц. Вырез в антенном элементе позволяет уменьшить его габаритные размеры на 20 % по сравнению со стандартной патч-антенной.

Переключение фазовых состояний в предлагаемой конструкции достигается за счет изменения места соединения кольцевого резонатора со сквозным металлизированным отверстием [12]. Состояние, в котором резонаторы на обеих сторонах ячейки соединены таким образом, что токи, протекающие в антенных элементах, являются сонаправленными, называется фазовым состоянием I (или состоянием 0°). В обратном фазовом состоянии II резонаторы соединены на противоположных сторонах ячейки таким образом, что токи в антенных элементах противоположны, обеспечивая тем самым разность фаз 180° .

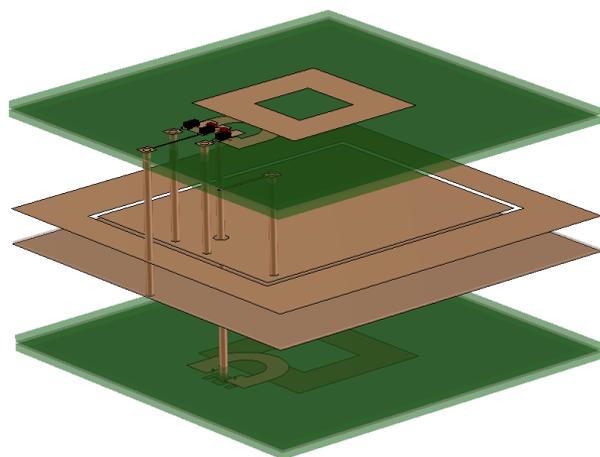
Использование разомкнутых кольцевых резонаторов в качестве элементов связи также позволяет управлять связью между антенными элементами, расположенными на разных сторонах единичной ячейки, в более широких пределах. Изменение индуктивной связи между антеннами позволяет управлять шириной полосы пропускания, сохраняя при этом размер сквозных металлизированных отверстий и параметры подложки постоянными. Однако в процессе из-

менения полосы меняются также и вносимые потери. В соответствии с результатами электродинамического моделирования (рис. 2) уменьшение площади перекрытия между резонаторами и антеннами приводит к расширению полосы пропускания с 220 (3.5 %) до 300 МГц (5 %), при этом вносимые потери увеличиваются с 0.8 до 1.04 дБ. Увеличение максимальных потерь для случая расширенной полосы пропускания обусловлено рассогласованием на центральной частоте.

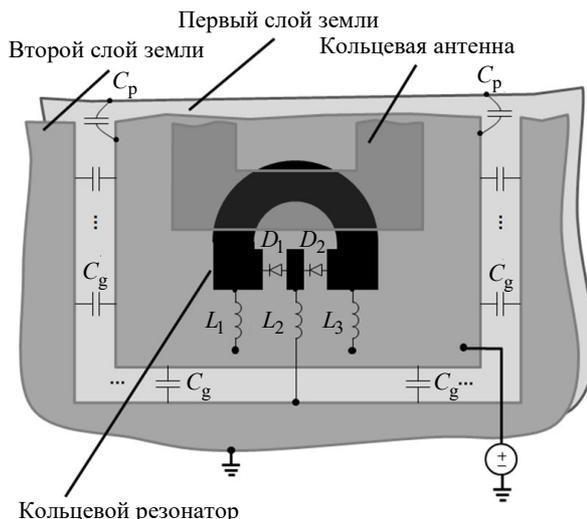
Отклик единичной ячейки соответствует характеристикам двухполосного полосно-пропускающего фильтра с чебышевской характеристикой. Таким образом, вносимые потери можно оценить используя следующее уравнение [13]:

$$L = 4.34 \frac{f_0}{\Delta f} \sum_{i=1}^N g_i, \quad (1)$$

где f_0 – центральная частота; Δf – полоса пропускания по уровню -3 дБ; Q – ненагруженная добротность резонаторов; N – порядок фильтра; g_i – нормализованное значение фильтрующего элемента для данного прототипа фильтра. В (1) нагруженная добротность антенн оценена как ширина полосы частот модуля коэффициента отражения по уровню -3 дБ для одиночного антенного элемента. Согласно (1) рассчитанные вносимые потери соответствуют 0.84 и 1.15 дБ для случаев увеличенной и уменьшенной связи соответственно, что хорошо согласуется с результатами электродинамического моделирования (рис. 2).



a



б

Рис. 3. Конструкция реконфигурируемой ячейки с $p-i-n$ -диодами (*a*); реализация цепей управления диодами (*б*)
 Fig. 3. Design of a reconfigurable unit cell with $p-i-n$ -diodes (*a*); implementation of diodes control circuit (*б*)

Для электронного управления фазовыми состояниями используются 2 полупроводниковых $p-i-n$ -диода Масом MA4AGP907 (рис. 3, *a*). Так, фазовый сдвиг на 180° достигается переключением точки возбуждения резонатора элемента связи на одной из сторон единичной ячейки посредством изменения состояний $p-i-n$ -диодов. Диоды соединены встречно-параллельно для постоянного тока, как показано на эквивалентной схеме (рис. 4), чтобы обеспечить их работу в противоположных состояниях с помощью одного управляющего напряжения. Положительное напряжение обеспечивает прямое смещение для диода D_2 , в то время как отрицательное напряжение переводит во включенное состояние диод D_1 .

В закрытом состоянии $p-i-n$ -диоды характеризуются емкостью 0.02 пФ, в открытом – сопротивлением 4.2 Ом [14]. Для развязки постоянного и сверхвысокочастотного токов используются индуктивности L_1, L_2, L_3 (15 нГн). Собственные резонансные частоты этих индуктивностей совпадают с рабочей частотой ячейки, что дополнительно улучшает развязку для цепей питания. Параллельная емкость в цепи подачи смещения была реализована в виде плоскопараллельного конденсатора, образованного двумя металлизированными слоями (рис. 3, *б*). Суммарное значение емкости с учетом емкости

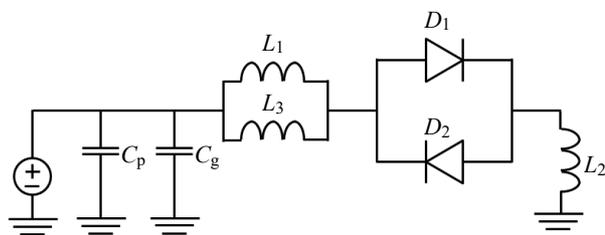


Рис. 4. Схема цепей питания диода на нулевой частоте
 Fig. 4. Diode supply circuit diagram at zero frequency

параллельных пластин C_p и емкости зазора C_g соответствует 60 пФ.

Управляемая единичная ячейка была изготовлена и экспериментально исследована в волноводе. Результаты электродинамического моделирования и экспериментального исследования модулей коэффициентов отражения и передачи для обоих фазовых состояний, а также разности фаз единичной ячейки в волноводных граничных условиях представлены на рис. 5, *a* и *б* соответственно. По результатам измерений вносимые потери составляют 1.3 дБ на центральной частоте 5.8 ГГц, в то время как вносимые потери по результатам электродинамического моделирования не превышают 0.8 дБ. Разница в 0.5 дБ может быть объяснена неучтенными потерями на пайку диодов, а также погрешностью в калибровке. Рабочая полоса частот по уровню -3 дБ коэффициента передачи составляет 200 МГц (3.4 %), при этом фазовая ошибка не превышает $\pm 3^\circ$. Для пере-

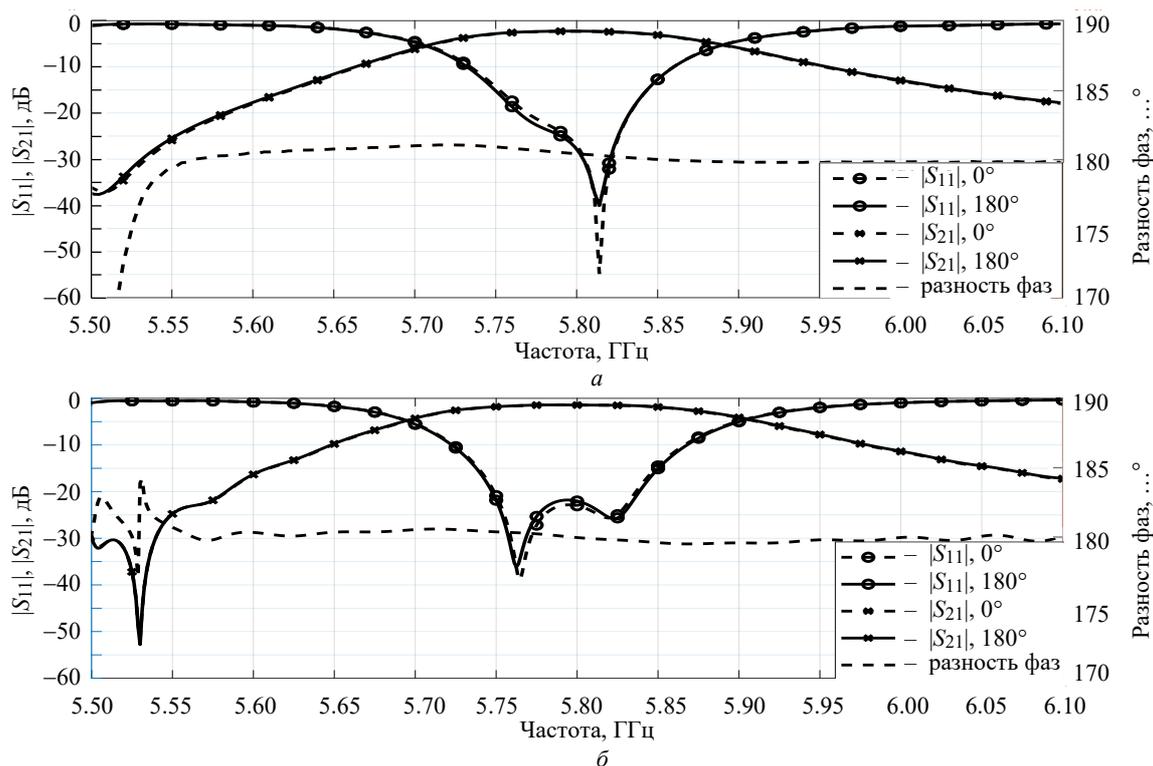


Рис. 5. Результаты экспериментального исследования (а) и электродинамического моделирования (б) характеристик параметров матрицы рассеяния единичной ячейки в волноводных граничных условиях

Fig. 5. Results of an experimental study (a) and electrodynamic simulation (b) of the characteristics of the scattering matrix parameters of a unit cell under waveguide boundary conditions

ключения фазового состояния использовалось напряжение смещения ± 1.35 В.

Подавление кроссполяризации в единичной ячейке. Граничные условия при моделировании единичной ячейки существенно влияют на ее характеристики передачи. Следовательно, характеристики ячейки, находящейся в волноводе, могут отличаться от таковых при ее размещении в составе решетки, что соответствует периодическим граничным условиям. Так, на рис. 6, а представлены результаты электродинамического моделирования параметров матрицы рассеяния единичной ячейки при периодических граничных условиях. В соответствии с результатами моделирования наблюдается увеличение вносимых потерь в полосе рабочих частот за счет высокого уровня кроссполяризации. При моделировании единичной ячейки с использованием волноводных граничных условий распространение ортогональной поляризации становится невозможным.

Для подавления кроссполяризации были рассмотрены следующие подходы [15]: нару-

шение симметрии антенного элемента введением неоднородности внутри выреза (рис. 7, а) или к внешним краям антенного элемента (рис. 7, б); введение металлизированных сквозных отверстий, связывающих плоскость заземления и антенный элемент в местах минимума распределения электрического поля (рис. 7, в).

Результаты электродинамического моделирования единичных ячеек с предложенными изменениями при периодических граничных условиях представлены на рис. 6, б–г. Можно наблюдать примерно одинаковую эффективность в подавлении кроссполяризации, составляющую 15 дБ, для случаев изменения геометрии патч-антенны (рис. 7, а и б). В то же время добавление металлизированных отверстий (рис. 7, в) показывает наилучший результат 25 дБ во всей рабочей полосе. Добавление металлизированных сквозных отверстий не только обеспечивает наибольшее подавление кроссполяризации, но и значительно уменьшает вносимые потери (таблица).

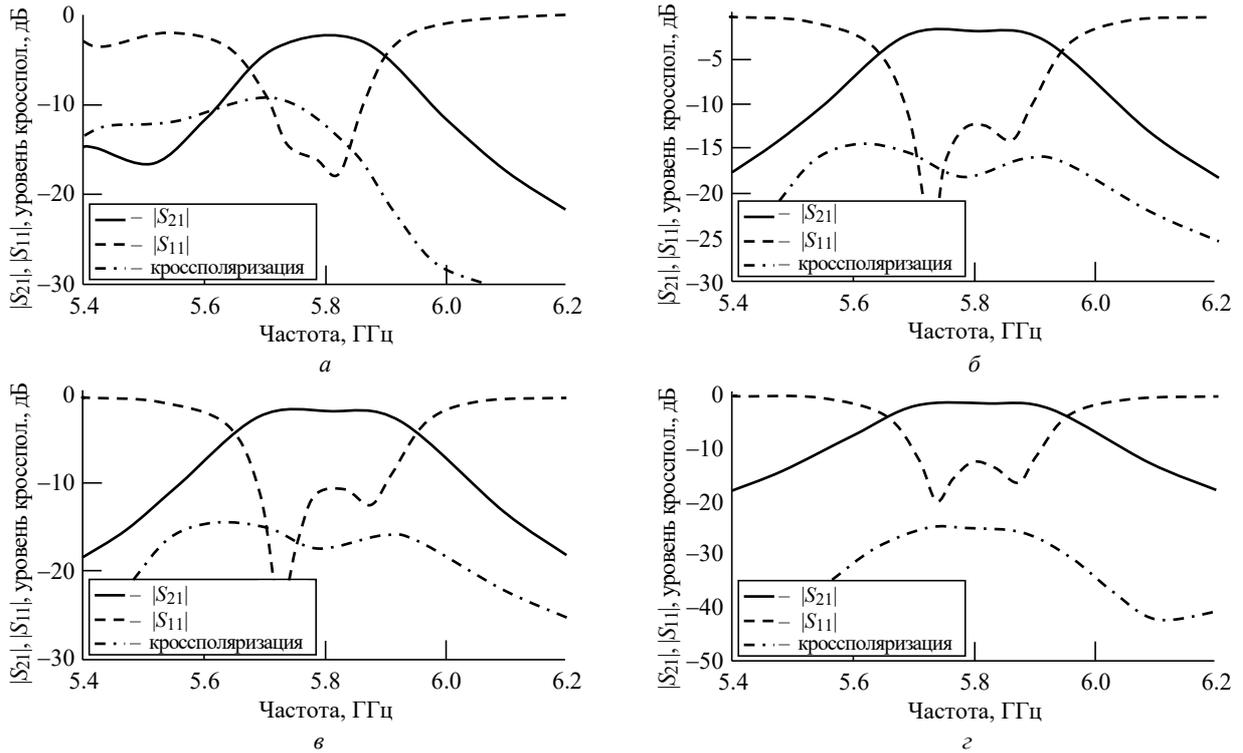


Рис. 6. Результаты моделирования реконфигурируемой единичной ячейки в периодических граничных условиях:
 а – топология без изменений; б – топология с усеченными краями;
 в – топология с неоднородностью в центральном вырезе; з – топология с заземленным патчем

Fig. 6. Simulation results of a reconfigurable unit cell with periodic boundary conditions:
 а – topology unchanged; б – topology with cut edges;
 в – topology with inhomogeneity in the central notch; з – ground patch topology

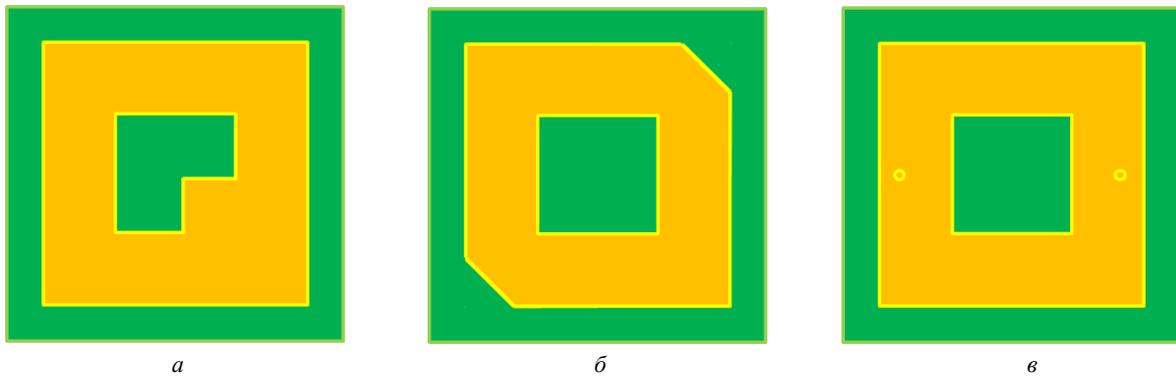


Рис. 7. Топология: а – с обрезанными краями; б – с неоднородностью в центральном вырезе; в – с заземленным патчем

Fig. 7. Topology: а – with cut edges; б – with inhomogeneity in the central notch; в – ground patch topology

Результаты подавления кроссполяризации различными способами
 Results of cross-polarization suppression by various methods

Конструкция ячейки	Вносимые потери, дБ	Уровень кроссполяризации, дБ	Согласование, дБ
Ячейка без подавления	2.4	9	15
Неоднородность во внутреннем вырезе антенны	1.56	17	12
Усеченная антенна	1.7	16	10
Использование металлизированных отверстий	1.5	25	13

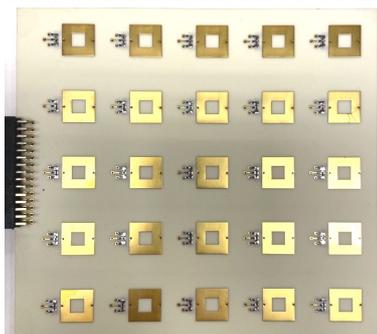


Рис. 8. Экспериментальный образец подрешетки с установленными элементами управления

Fig. 8. Experimental sample of the subarray with installed control elements

Для экспериментального исследования эффективности металлизированных отверстий была разработана и изготовлена подрешетка, состоящая из 5×5 -массива элементарных ячеек с подавленной кроссполяризацией (рис. 8). Цепи подачи смещения, расположенные во внутренних слоях печатной платы, обеспечивают независимое управление каждым элементом массива. Расстояние между центрами антенных элементов составляет 25 мм, что соответствует $\lambda_0/2$ на частоте 6 ГГц.

Параметры матрицы рассеяния единичной ячейки были экспериментально исследованы с помощью векторного анализатора цепей R&S ZNB20 в составе подрешетки, при этом подрешетка облучалась рупорной антенной на расстоянии 3 м, а с другой стороны подрешетки использовалась открытая секция коаксиально-волноводного перехода.

Результаты измерений параметров матрицы рассеяния, кроссполяризации и разности фаз показаны на рис. 9. Измеренные S -параметры

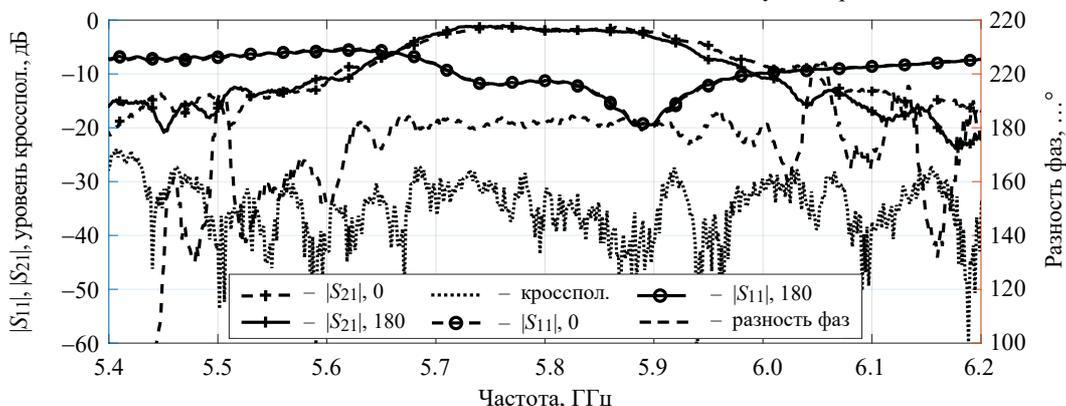


Рис. 9. Результаты измерения ко- и кроссполяризации для изготовленной подрешетки

Fig. 9. The results of measuring co- and cross-polarization for the manufactured subarray

идентичны для обоих состояний; вносимые потери составляют 2 дБ на частоте 5.8 ГГц. Ширина полосы с коэффициентом передачи 3 дБ составляет 250 МГц (4.3 %). Фазовая ошибка не превышает 5° . Уровень подавления кроссполяризации составляет более 28 дБ в рабочей полосе частот, что хорошо согласуется с результатами моделирования.

Экспериментальное исследование ФАР.

Прходная антенная решетка состоит из четырех одинаковых подрешеток, объединенных пластиковым держателем (рис. 10). Облучателем проходной решетки является патч-антенна с КУ 6 дБи, расположенная на фокусном расстоянии 90 мм. Каждая подрешетка подключена к блоку управления фазовым распределением. Диаграмма направленности измерялась с использованием векторного анализатора цепей R&S ZNB20 и рупорной антенны с КУ 19 дБи,



Рис. 10. Экспериментальный прототип проходной фазированной антенной решетки с пространственным возбуждением

Fig. 10. Experimental prototype of a phased transmit antenna array with spatial excitation

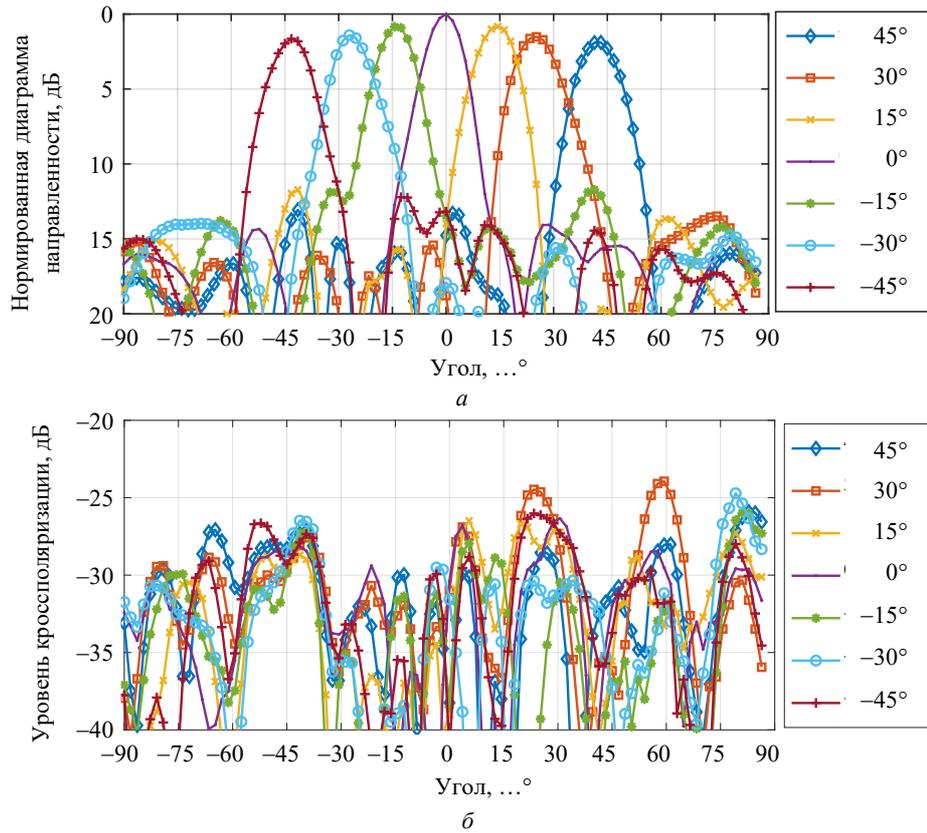


Рис. 11. Результаты измерения диаграммы направленности в H -плоскости для нескольких положений главного луча: a – кополяризация; b – кроссполяризация

Fig. 11. The results of measuring the radiation pattern in the H -plane for several positions of the main beam: a – co-polarization; b – cross-polarization

расположенной на расстоянии 3 м от исследуемой фазированной решетки. Нормированная диаграмма направленности в H -плоскости, измеренная на частоте 5.8 ГГц для нескольких положений главного луча, показана на рис. 11, a . Результаты измерений нормированы к значению максимума центрального луча. Проходная антенная решетка демонстрирует прирост КУ по сравнению с патч-антенной на 11 дБ. Совокупный КУ антенной системы составляет 16 дБ. В соответствии с результатами экспериментального

исследования проходная ФАР обеспечивает возможность качания лучом в диапазоне от -45 до 45° с ослаблением КУ не более, чем 2.5 дБ.

Полученные зависимости уровня кроссполяризации в диапазоне углов от -90 до 90° (рис. 11, b), также нормированные к уровню КУ, не превышают -24 дБ, что соответствует результатам, полученным для единичной ячейки.

Результаты измерений частотной зависимости диаграммы направленности решетки в H -плоскости для центрального луча показаны на рис. 12. Как следует из рисунка, полоса ра-

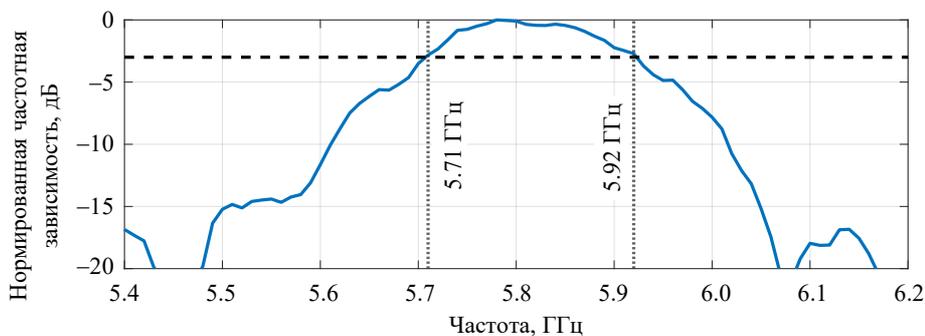


Рис. 12. Измеренная частотная зависимость нормированного КУ антенны для направления луча 0°

Fig. 12. Measured frequency dependence of the normalized antenna gain for a beam direction of 0°

бочих частот по относительному уровню КУ –3 дБ составляет 210 МГц (от 5.71 до 5.92 ГГц).

Заключение. В настоящей статье представлена одноразрядная ФАР, разработанная на основе оригинальной конструкции единичной ячейки, предназначенная для работы на частоте 5.8 ГГц. Представлен анализ вклада вносимых потерь единичной ячейки, который позволяет оптимизировать конструкцию. Показано, что наличие связывающего кольцевого резонатора позволяет расширить полосу пропускания, что, однако, приводит к дополнительным потерям. В то же время высокий уровень кроссполяризации также приводит к нежелательным уровням потерь. В результате проведенного исследования по подавлению кроссполяризации в единичной

ячейке удалось добиться низкого уровня кроссполяризации 24 дБ для всей фазированной решетки, что также позволило достичь низкого уровня вносимых потерь.

Диаграммы направленности изготовленной проходной ФАР были измерены для различных углов сканирования. Таким образом показана возможность качания лучом в диапазоне углов от –45 до 45° с падением КУ на 2.5 дБ. Уровень боковых лепестков составляет –13 дБ. Ширина полосы пропускания – 210 МГц (от 5.71 до 5.92 ГГц). В совокупности с низким уровнем кроссполяризации полученные результаты делают эту структуру перспективным кандидатом для использования в составе систем связи нового поколения.

Список литературы

1. Mailloux R. J. Phased array antenna handbook. Norwood: Artech house, 2017. 506 p.
2. Low-DC voltage-controlled steering-antenna radome utilizing tunable active metamaterial / T. Jiang, Z. Wang, D. Li, J. Pan, B. Zhang, J. Huangfu, Y. Salamin, C. Li, L. Ran // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2012. Vol. 60, № 1. P. 170–178. doi: 10.1109/TMTT.2011.2171981
3. New steerable antenna with controllable metamaterial / Y. Sun, Z. Li, W. Zhu, Z. Ji, Q. Wang // 42nd European Microwave Conf., Amsterdam, Netherlands, 29 Oct. – 01 Nov. 2012. IEEE, 2013. P. 610–613. doi: 10.23919/EuMC.2012.6459398
4. Hardware-efficient hybrid precoding for millimeter wave systems with multi-feed reflectarrays / Z. Zhou, N. Ge, Z. Wang, S. Chen // IEEE Access. 2018. Vol. 6. P. 6795–6806. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2793223
5. Pozar D. M., Targonski S. D., Syrigos H. D. Design of millimeter wave microstrip reflectarrays // IEEE transactions on antennas and propagation. 1997. Vol. 45, № 2. P. 287–296. doi: 10.1109/8.560348
6. Cheng C. C., Abbaspour-Tamijani A. Study of 2-bit antenna-filter-antenna elements for reconfigurable millimeter-wave lens arrays // IEEE transactions on microwave theory and techniques. 2006. Vol. 54, № 12. P. 4498–4506. doi: 10.1109/TMTT.2006.885993
7. Using reconfigurable transmitarray to achieve beam-steering and polarization manipulation applications / C. Huang, W. Pan, X. Ma, B. Zhao, J. Cui, X. Lio // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015. Vol. 63, № 11. P. 4801–4810. doi: 10.1109/TAP.2015.2479648
8. Synthesis of shaped beam radiation patterns at mm-waves using transmit-arrays / C. C. Cruz, C. A. Fernandez, S. A. Matos, J. R. Costa // IEEE Trans. on Antenn. Propag. 2018. Vol. 66, iss. 8. P. 4017–4024. doi: 10.1109/TAP.2018.2836383
9. 1-Bit Reconfigurable Unit Cell Based on PIN Diodes for Transmit-Array Applications in X-Band / A. Clemente, L. Dussport, R. Sauleau, P. Potier, P. Pouliguen // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012. Vol. 60, № 5. P. 2260–2269. doi: 10.1109/TAP.2012.2189716
10. A novel 1 bit wide-angle beam scanning reconfigurable transmitarray antenna using an equivalent magnetic dipole element / Y. Wang, S. Xu, F. Yang, M. Li // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2020. Vol. 68, № 7. P. 5691–5695. doi: 10.1109/TAP.2020.2964954
11. Kaouach H., Kabashi A. Simple tri-layer linearly polarized discrete lens antenna with high-efficiency for mmWave applications // IEEE Antennas and Wireless Propagation Let. 2015. Vol. 15, № 1. P. 259–262. doi: 10.1109/LAWP.2015.2440321
12. Characterization of tiled architecture for C-band 1-bit beam-steering transmitarray / D. Kozlov, I. Munina, P. Turalchuk, V. Kirillov // Sensors. 2021. Vol. 21, № 4. P. 1259. doi: 10.3390/s21041259
13. Enhancement of inductance Q-factor for LTCC filter design / A. Simine, D. Kholodnyak, P. Turalchuk, V. Pianitsa, H. Jantunen, I. Vendik // 2005 European Microwave Conf., Paris, France, 4–6 Oct. 2005. IEEE, 2005. doi: 10.1109/EUMC.2005.1610178
14. Wideband 400-Element Electronically Reconfigurable Transmitarray in X Band / A. Clemente, L. Dussport, R. Sauleau, P. Potier, P. Pouliguen // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2013. Vol. 61, № 10. P. 5017–5027. doi: 10.1109/TAP.2013.2271493
15. Kirillov V. V., Turalchuk P. A., Munina I. V. Cross-Polarization Reduction in Reconfigurable Transmitarray Unit Cell // IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, Moscow, St Petersburg, Russia, 26–29 Jan. 2021. IEEE, 2021. P. 137–140. doi: 10.1109/EIConRus51938.2021.9396603

Информация об авторах

Кириллов Виталий Витальевич – магистр техники и технологии по направлению "Конструирование и технология электронных средств" (2018), аспирант кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 31 научной работы. Сфера научных интересов – СВЧ-электроника; антенные системы сантиметрового и миллиметрового диапазонов и их составные элементы; усилители мощности. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: vvkirillov@etu.ru

Мунина Ирина Владимировна – кандидат технических наук (2015), доцент кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – пассивные СВЧ-устройства; антенная техника. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: ivmunina@etu.ru

Туральчук Павел Анатольевич – кандидат физико-математических наук (2010), доцент кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 80 научных работ. Сфера научных интересов – пассивные и активные СВЧ-устройства с использованием планарной и многослойных технологий; физическая акустика; антенная техника. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: paturalchuk@etu.ru

References

1. Mailloux R. J. Phased Array Antenna Handbook. Norwood, Artech house, 2017, 506 p.
2. Jiang T., Wang Z., Li D., Pan J., Zhang B., Huangfu J., Salamin Y., Li C., Ran L. Low-DC Voltage-Controlled Steering-Antenna Radome Utilizing Tunable Active Metamaterial. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2012, vol. 60, no. 1, pp. 170–178. doi: 10.1109/TMTT.2011.2171981
3. Sun Y., Li Z., Zhu W., Ji Z., Wang Q. New Steerable Antenna with Controllable Metamaterial. 42nd European Microwave Conf., Amsterdam, Netherlands, 29 Oct. – 01 Nov. 2012. IEEE, 2012, pp. 610–613. doi: 10.23919/EuMC.2012.6459398
4. Zhou Z., Ge N., Wang Z., Chen S. Hardware-Efficient Hybrid Precoding for Millimeter Wave Systems with Multi-Feed Reflectarrays. IEEE Access. 2018, vol. 6, pp. 6795–6806. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2793223
5. Pozar D. M., Targonski S. D., Syrigos H. D. Design of Millimeter Wave Microstrip Reflectarrays. IEEE transactions on antennas and propagation. 1997, vol. 45, no. 2, pp. 287–296. doi: 10.1109/8.560348
6. Cheng C. C., Abbaspour-Tamijani A. Study of 2-Bit Antenna-Filter-Antenna Elements for Reconfigurable Millimeter-Wave Lens Arrays. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2006, vol. 54, no. 12, pp. 4498–4506. doi: 10.1109/TMTT.2006.885993
7. Huang C., Pan W., Ma X., Zhao B., Cui J., Lio X. Using Reconfigurable Transmitarray to Achieve Beam-Steering and Polarization Manipulation Applications. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2015, vol. 63, no. 11, pp. 4801–4810. doi: 10.1109/TAP.2015.2479648
8. Cruz C. C., Fernandez C. A., Matos S. A., Costa J. R. Synthesis of Shaped Beam Radiation Patterns at mm-Waves Using Transmit-Arrays. IEEE Trans. on Anten. Propag. 2018, vol. 66, iss. 8, pp. 4017–4024. doi: 10.1109/TAP.2018.2836383
9. Clemente A., Dussport L., Sauleau R., Potier P., Pouliguen P. 1-Bit Reconfigurable Unit Cell Based on PIN Diodes for Transmit-Array Applications in X-Band. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012, vol. 60, no. 5, pp. 2260–2269. doi: 10.1109/TAP.2012.2189716
10. Wang Y., Xu S., Yang F., Li M. A Novel 1 Bit Wide-Angle Beam Scanning Reconfigurable Transmitarray Antenna Using an Equivalent Magnetic Dipole Element. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2020, vol. 68, no. 7, pp. 5691–5695. doi: 10.1109/TAP.2020.2964954
11. Kaouach H., Kabashi A. Simple Tri-Layer Linearly Polarized Discrete Lens Antenna with High-Efficiency for mmWave Applications. IEEE Antennas and Wireless Propagation Let. 2015, vol. 15, no. 1, pp. 259–262. doi: 10.1109/LAWP.2015.2440321
12. Kozlov D., Munina I., Turalchuk P., Kirillov V. Characterization of Tiled Architecture for C-band 1-bit Beam-Steering Transmitarray. Sensors. 2021, vol. 21, no. 4, p. 1259. doi: 10.3390/s21041259
13. Simine A., Kholodnyak D., Turalchuk P., Piantitsa V., Jantunen H., Vendik I. Enhancement of Inductance Q-factor for LTCC Filter Design. 2005 European Microwave Conf., Paris, France, 4–6 Oct. 2005. IEEE, 2005. doi: 10.1109/EUMC.2005.1610178

14. Clemente A., Dussopt L., Sauleau R., Potier P., Pouliguen P. Wideband 400-Element Electronically Reconfigurable Transmitarray in X Band. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2013, vol. 61, no. 10, pp. 5017–5027. doi: 10.1109/TAP.2013.2271493

15. Kirillov V. V., Turalchuk P. A., Munina I. V. Cross-Polarization Reduction in Reconfigurable Transmitarray Unit Cell. IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, Moscow, St Petersburg, Russia, 26–29 Jan. 2021. IEEE, 2021, pp. 137–140. doi: 10.1109/ElConRus51938.2021.9396603

Information about the authors

Vitalii V. Kirillov, Master in Design and technology of electronic means (2018), Postgraduate student of the Department of Microradioelectronics and Technology of Radio Equipment, Saint Petersburg Electrotechnical University. The author and co-author of 31 scientific publications. Area of expertise: microwave electronics, antenna systems for centimeter and millimeter range and their components, power amplifiers.

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

Irina V. Munina, Cand. Sci. (Eng.) (2015), Associate Professor of the Department of Microradioelectronics and Technology of Radio Equipment, Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 40 scientific publications. Area of expertise: passive microwave devices, antenna technology.

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

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

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

Двухдиапазонная отражательная антенная решетка Ka/Q-диапазонов частот

С. В. Поленга^{1✉}, А. А. Ерохин¹, Р. О. Рязанцев¹, А. Д. Полигина¹, Р. М. Крылов¹,
Е. А. Литинская¹, Е. Р. Гафаров¹, А. М. Александрин¹, Ю. П. Саломатов¹, И. Ю. Данилов²

¹Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия

²АО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М. Ф. Решетнева», Железногорск, Россия

✉twinlive@gmail.com

Аннотация

Введение. Для организации дуплексной спутниковой связи, как правило, используются два разнесенных диапазона частот: один – для приема, второй – для передачи сигнала на спутник. Основной задачей антенной системы спутника связи является обеспечение идентичной зоны покрытия во всех задействованных диапазонах частот, что зачастую затруднительно с использованием традиционных параболических зеркальных антенн. Отражательные антенные решетки (ОАР) позволяют осуществлять независимое управление фазой переизлученной волны в разнесенных диапазонах частот, что может быть использовано для создания эффективных многодиапазонных антенных систем современной спутниковой связи.

Цель работы. Разработка фазокорректирующего элемента Ka/Q-диапазонов частот и создание на его основе двухдиапазонной ОАР для работы с ортогональными круговыми поляризациями, обладающей идентичными коэффициентами усиления (КУ) в заданном секторе углов в значительно разнесенных диапазонах частот.

Материалы и методы. Численные исследования проведены методом конечных элементов. Характеристики направленности измерялись методом сканирования в ближнем поле антенны.

Результаты. Разработан однослойный двухдиапазонный фазокорректирующий элемент ОАР для работы с ортогональными круговыми поляризациями с малыми потерями и слабой зависимостью фазовой характеристики от взаимного расположения элементов. На основе предложенного элемента синтезирована и изготовлена ОАР, состоящая из 24 465 двухчастотных элементов. Разработанный макет однослойной двухдиапазонной ОАР продемонстрировал хорошую эффективность, коэффициент использования поверхности достигает 56 и 36 %, соответственно, в Ka- и Q-диапазонах частот при практически идентичном минимальном КУ в секторе углов $\pm 0.75^\circ$.

Заключение. Результаты исследований показывают возможность ОАР с успехом замещать традиционные параболические рефлекторы как на современных спутниках связи, так и в составе наземных спутниковых терминалов в миллиметровом диапазоне длин волн.

Ключевые слова: отражательная антенная решетка, двухдиапазонная антенна, микрополосковый элемент, круговая поляризация, Q-диапазон

Для цитирования: Двухдиапазонная отражательная антенная решетка Ka/Q-диапазонов частот / С. В. Поленга, А. А. Ерохин, Р. О. Рязанцев, А. Д. Полигина, Р. М. Крылов, Е. А. Литинская, Е. Р. Гафаров, А. М. Александрин, Ю. П. Саломатов, И. Ю. Данилов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 5. С. 18–31. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-5-18-31

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ, Правительства Красноярского края и Красноярского краевого фонда науки в рамках научного проекта № 20-47-240003.

Статья поступила в редакцию 06.06.2022; принята к публикации после рецензирования 05.07.2022; опубликована онлайн 29.11.2022

A Dual Ka/Q-Band Reflectarray

Stanislav V. Polenga^{1✉}, Alexey A. Erokhin¹, Roman O. Ryazantsev¹,
Anastasia D. Poligina¹, Roman M. Krylov¹, Elena A. Litinskaya¹,
Anton M. Aleksandrin¹, Eugeny R. Gafarov¹, Yury P. Salomatov¹, Igor Yu. Danilov²

¹Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russia

²JSC Academician M. F. Reshetnev Information Satellite Systems, Zheleznogorsk, Russia

✉ twinlive@gmail.com

Abstract

Introduction. Duplex satellite communication is commonly arranged using two spaced frequency bands, with one band receiving and the other band transmitting signals to a satellite. The main task of a communications satellite antenna system consists in providing an identical coverage area across all involved frequency bands, which is often a challenging task for conventional parabolic reflector antennas. Reflectarrays allow an independent control of the radiated wave phase in spaced frequency bands, which can be used to create efficient multi-band antenna systems for modern communication satellites.

Aim. To develop a Ka/Q-frequency range phase-correcting element and to create on its basis a dual-band reflectarray for operation with orthogonal circular polarizations and identical gains in a given sector of angles in significantly spaced frequency ranges.

Materials and methods. Numerical studies were carried out using the finite element analysis method. Radiation patterns were measured using the near field scanning method.

Results. A single-layer dual-band phase-correcting reflectarray element was developed for operation with orthogonal circular polarizations with low losses and a weak dependence of the relative position of the elements on the phase characteristic. On the basis of the proposed element, a reflectarray consisting of 24 465 two-frequency elements was synthesized and manufactured. The developed prototype of a single-layer dual-band reflectarray demonstrated good characteristics, with the efficiency reaching 56 and 36 % in the Ka- and Q-frequency ranges, respectively, and an almost identical minimum gain in the $\pm 0.75^\circ$ angle sector.

Conclusion. The research results confirm the potential of the developed reflectarray to successfully replace conventional parabolic reflectors installed both on modern communication satellites and as part of ground-based satellite terminals in the millimeter wavelength range.

Keywords: reflectarray, dual-band antenna, microstrip element, circular polarization, Q-band

For citation: Polenga S. V., Erokhin A. A., Ryazantsev R. O., Poligina A. D., Krylov R. M., Litinskaya E. A., Aleksandrin A. M., Gafarov E. R., Salomatov Yu. P., Danilov I. Yu. A Dual Ka/Q-Band Reflectarray. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 5, pp. 18–31. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-5-18-31

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

Acknowledgements. The research was funded by RFBR, Krasnoyarsk Territory and Krasnoyarsk Regional Fund of Science, project no. 20-47-240003.

Submitted 06.06.2022; accepted 05.07.2022; published online 29.11.2022

Введение. Для организации дуплексной спутниковой связи, как правило, используются два разнесенных диапазона частот: один – для приема, второй – для передачи сигнала на спутник [1]. При использовании традиционных параболических зеркал необходимость в нескольких диапазонах частот не вызывает затруднений, диапазон частот параболического рефлек-

тора ограничен только точностью его изготовления. Наибольшее затруднение вызывает реализация многодиапазонных облучателей [2]. Облучатель для параболических зеркал при этом, помимо основных характеристик, должен обладать совмещенными фазовыми центрами в двух отдельных диапазонах и формировать сферический фазовый фронт в направлении ре-

флектора. При использовании отражательной антенной решетки (ОАР) в виде двухдиапазонного отражателя требования к облучателю могут быть значительно смягчены. Это связано с возможностью независимой настройки фазовых распределений в каждом из диапазонов [3], которая позволяет скомпенсировать не только неидеальное несовпадение фазовых центров, но и вовсе их разнесение в пространстве [4–6]. Остается вопрос обеспечения необходимой рабочей полосы частот ОАР в каждом из диапазонов. В работах последних лет представлены различные способы для расширения полосы рабочих частот ОАР [7, 8] и широкополосные элементы [9, 10], позволяющие получить ОАР с достаточной полосой рабочих частот для функционирования в современных сетях спутниковой связи Q- и Ka-диапазонов частот.

Кроме того, при создании антенных систем для спутниковой связи необходимы идентичные ширины диаграмм направленности (ДН) в разнесенных диапазонах частот для покрытия определенной территории, что затруднительно реализовать при помощи отражателя в виде параболического рефлектора. В этом случае ОАР также более удобны и позволяют за счет фазового синтеза сформировать необходимые ДН независимо для каждого из диапазонов, в том числе и контурные [11, 12].

Таким образом, плоские ОАР обладают преимуществами перед поверхностями двойной кривизны – параболическими рефлекторами – для применения как в наземных спутниковых терминалах, так и для установки на спутниках связи.

В данной статье пойдет речь о разработке и экспериментальных исследованиях ОАР для работы в Ka/Q-диапазонах частот.

Элемент ОАР. Заданные относительные полосы рабочих частот достаточно узкие и составляют менее 5 % в Ka-диапазоне и менее 2.5 % в Q-диапазоне, поэтому было принято решение о реализации однослойного элемента. Минимизация количества слоев позволит как снизить сложность изготовления топологии ОАР, так и уменьшить потери в диэлектриках решетки [13]. Разработанный элемент показан на рис. 1. Почти идентичные элементы были представлены в [14–16], однако главное отличие заключается в том, что фазовая

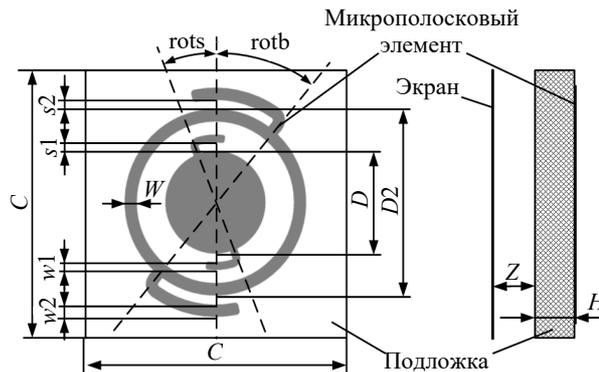


Рис. 1. Двухдиапазонный элемент ОАР
 Fig. 1. Dualband reflectarray element

регулировка в данном случае достигается поворотом внутреннего и внешнего элементов ОАР, а не за счет изменения длин линий задержки, как в [14–16]. Подход, предложенный в данной статье, позволяет достичь лучшего согласования элемента с пространством.

Для уменьшения потерь в элементе использована конфигурация с подвешенной подложкой.

Двухчастотный элемент состоит из круглого микрополоскового элемента с линиями задержки для работы в Q-диапазоне и кольцевого элемента с линиями задержки для Ka-диапазона. Значения геометрических параметров элемента представлены в табл. 1.

Электрические размеры единичной ячейки составили 0.5λ на частоте 44 ГГц и менее 0.25λ в низкочастотном диапазоне. Диэлектрическая проницаемость подложки выбрана равной 3.38.

Расчет ячейки выполнялся методом ячейки Флоке, который позволяет учесть взаимное

Табл. 1. Геометрические параметры элемента ОАР

Tab. 1. Reflectarray element geometrical parameters

Параметр	Значение	Описание
C	3.4 мм	Размер ячейки
D	1.3 мм	Диаметр диска ВЧ-элемента
$D2$	2.52 мм	Диаметр кольца НЧ-элемента
W	0.17 мм	Ширина кольца НЧ-элемента
$w1$	0.1 мм	Ширина линии задержки ВЧ-элемента
$w2$	0.17 мм	Ширина линии задержки НЧ-элемента
$s1$	0.1 мм	Зазор между линией задержки и диском
$s2$	0.12 мм	Зазор между линией задержки и кольцом
$rots$	0...180°	Угол поворота ВЧ-элемента
$rotb$	0...180°	Угол поворота НЧ-элемента
S	0.51 мм	Толщина подложки
Z	0.5 мм	Высота подвеса подложки

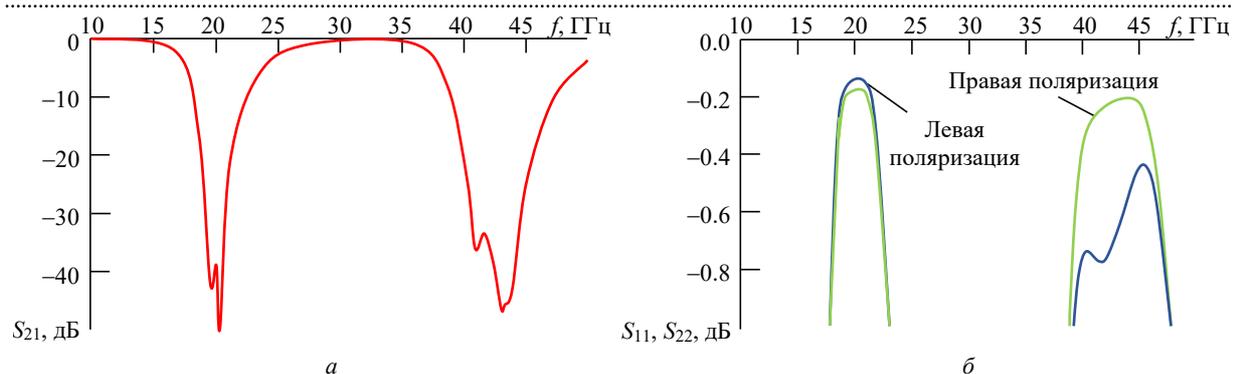


Рис. 2. S -параметры двухдиапазонного элемента ОАР: a – S_{21} ; b – S_{11} , S_{22}

Fig. 2. S -parameters of the dualband reflectarray element: a – S_{21} ; b – S_{11} , S_{22}

влияние соседних элементов в решетке [17, 18]. Возбуждение ячейки выполнялось одним портом с двумя низшими модами колебаний с ортогональными круговыми поляризациями. Первая мода соответствует правой круговой поляризации, вторая – левой. Индексы S -параметров, приведенные на графиках, указывают на моды колебания одного порта.

Типовые S -параметры элемента приведены на рис. 2. На рис. 2, a представлена частотная зависимость коэффициента передачи правополяризованной волны в левополяризованную. Наблюдаются две отдельные полосы частот, где направление вращения поляризации не меняется. На рис. 2, b приведены частотные зависимости коэффициента отражения волны с круговой поляризацией. Таким образом, в рабочих диапазонах частот электромагнитная волна возбуждает элемент и переизлучается без смены направления вращения поляризации. Волна, которая не взаимодействовала с

элементом, отражается от экрана, изменяя направление вращения поляризации. Далее в статье под переизлученной волной подразумевается отраженная волна без смены поляризации, под отраженной – со сменой направления вращения.

Направление загиба линий задержки элементов определяет оптимальное направление вращения круговой поляризации. В высокочастотном (ВЧ) диапазоне элемент обладает меньшими потерями и большей линейностью фазы переизлученной волны при облучении волной с правой круговой поляризацией. В низкочастотном (НЧ) диапазоне наиболее выигрышной является работа с левой круговой поляризацией.

Отраженная часть мощности от элемента трансформируется в ортогональную круговую поляризацию, и чем лучше согласован элемент со свободным пространством, тем меньше ожидаемый уровень кроссполяризации (КП) всей антенной решетки.

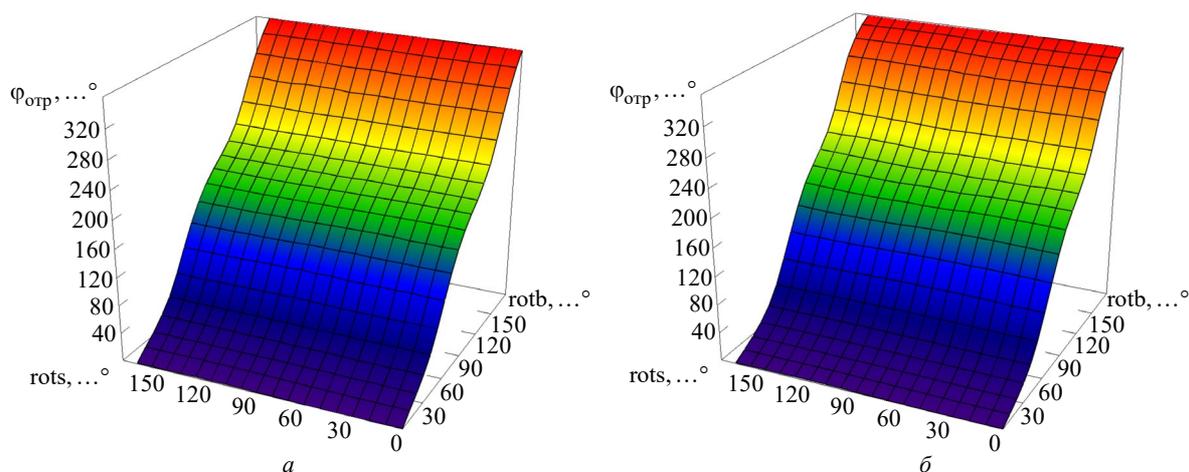


Рис. 3. Расчетные фазы переизлученной от элемента волны на частоте $f = 20.5$ ГГц при углах облучения: a – 0° ; b – 40°

Fig. 3. Calculated phases of the wave reradiated from the element at a frequency $f = 20.5$ GHz at an incidence angle: a – 0° ; b – 40°

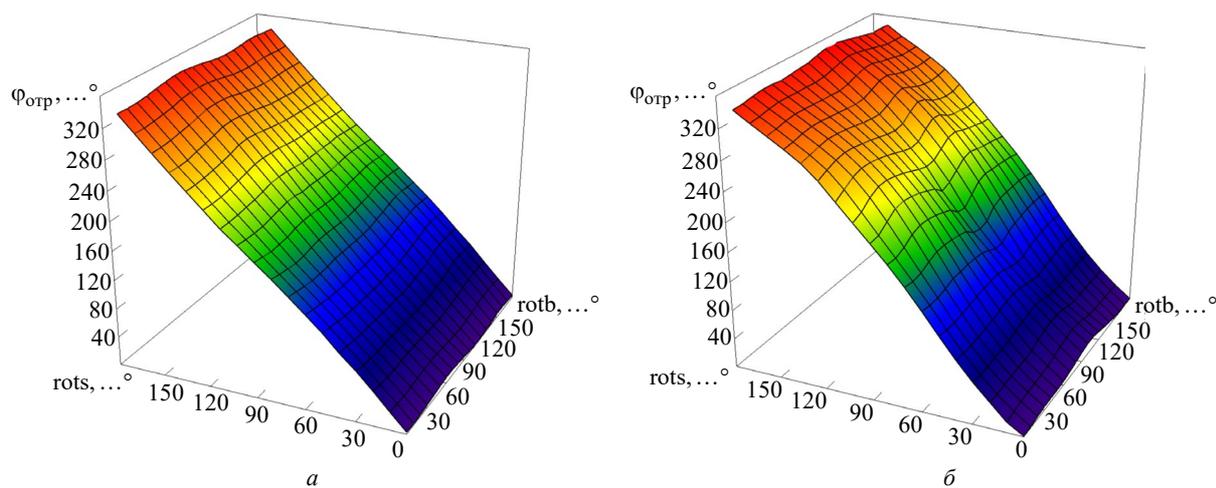


Рис. 4. Расчетные фазы переизлученной от элемента волны на частоте $f = 43.5$ ГГц при углах облучения: $a - 0^\circ$; $b - 40^\circ$

Fig. 4. Calculated phases of the wave reradiated from the element at a frequency $f = 43.5$ GHz at the incidence angle: $a - 0^\circ$; $b - 40^\circ$

Элемент был численно оптимизирован по критерию согласования и линейности фазовой кривой. На рис. 3, 4 представлены расчетные зависимости фазы переизлученной волны от угловых поворотов элементов.

В низкочастотном диапазоне частот поведение зависимости фазы переизлученной волны от угла поворота внешнего элемента близко к линейному и практически не зависит от угла поворота внутреннего элемента. Искажение фазы переизлученной волны возникает из-за влияния соседних элементов друг на друга, среднее значение отклонения фазы от линейного поведения составляет 9° при облучении элемента по нормали. При облучении элемента под углом 40° усиливается взаимное влияние соседних элементов, средняя фазовая ошибка достигает 18.2° .

В высокочастотном диапазоне присутствует незначительное влияние положения внешнего элемента на характеристики внутреннего. При облучении по нормали средняя фазовая ошибка составляет 3.8° . При увеличении угла облучения до 40° средняя фазовая ошибка достигает 14.4° .

На рис. 5 представлены расчетные зависимости амплитуды переизлученной волны для различных углов поворота элементов и углов облучения θ . В расчете были учтены тангенс угла диэлектрических потерь диэлектрической подложки, проводимость и шероховатость металла.

На цветовых картах наблюдаются области с повышенным уровнем потерь, которые связаны с ухудшением согласования при определенных

комбинациях угловых положений элементов. Максимальные суммарные потери в высокочастотном диапазоне при облучении ячейки по нормали составляют около 0.8 дБ, что является достаточно большим уровнем, однако среднее значение суммарных потерь составляет 0.34 дБ. В Ka-диапазоне при облучении по нормали средние потери в элементе составляют всего 0.2 дБ при максимальном значении 0.3 дБ.

При увеличении угла облучения элементов до 40° согласование элементов ухудшается, средний уровень потерь возрастает до 0.73 и 0.6 дБ в Ka- и Q-диапазонах соответственно.

В табл. 2 приведены значения средней фазовой ошибки и средних потерь от угла облучения θ в двух диапазонах частот.

Полученный элемент позволяет осуществлять независимое управление фазой переизлученной волны в двух значительно разнесенных диапазонах частот. Элемент лучше подходит для работы в составе длиннофокусных ОАР с минимальными углами облучения.

Макет ОАР. На основе представленного элемента была синтезирована ОАР диаметром 600 мм, состоящая из $24\,465$ ячеек. Для исключения затенения решетки облучателем была выбрана офсетная конфигурация. Геометрические параметры антенны представлены на рис. 6.

Угол поворота облучателя в плоскости элевации составляет 15° и соответствует углу подъема луча. Максимальные углы облучения элементов составили 26.5° в азимутальной плоскости и 38° в плоскости элевации.

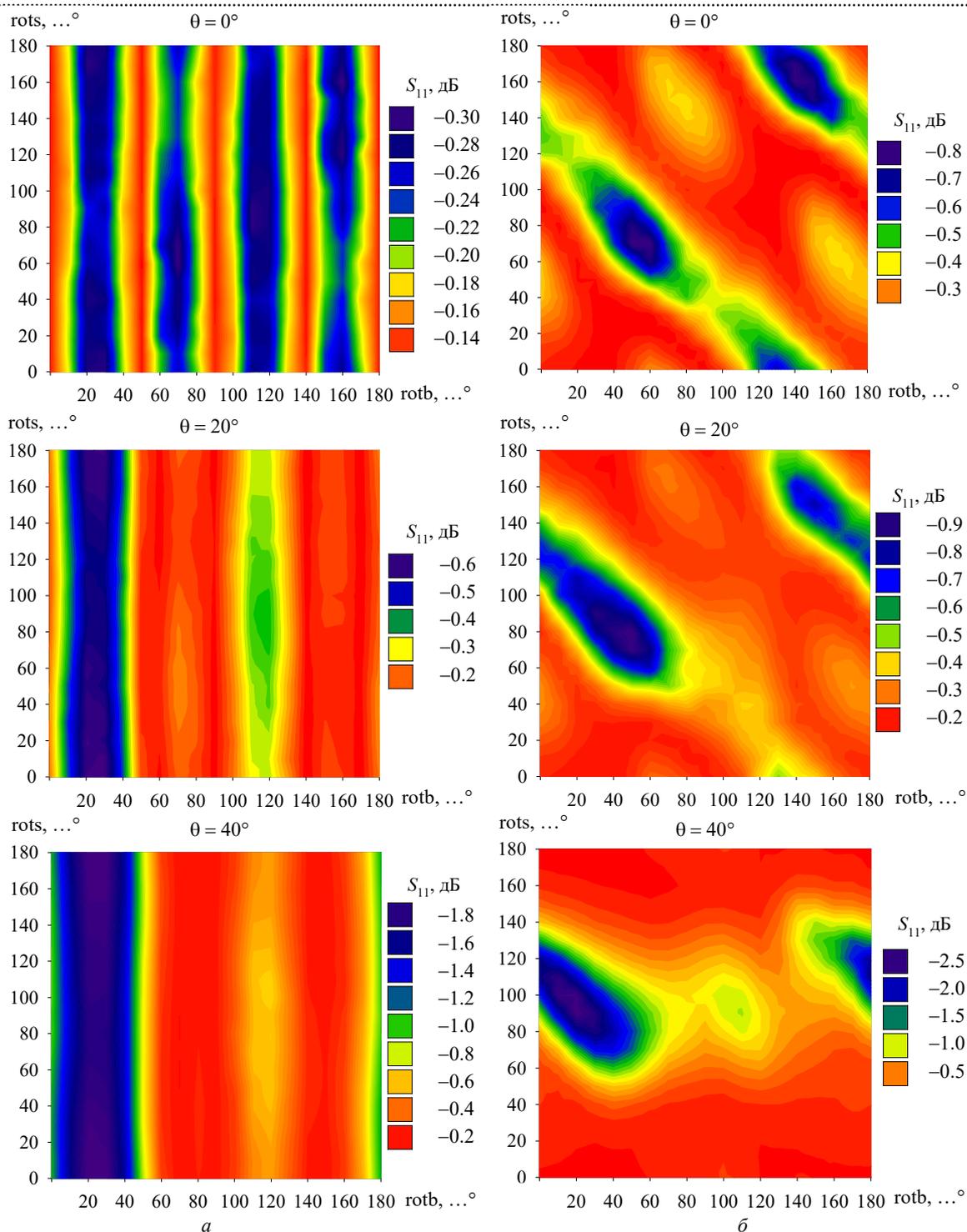


Рис. 5. Расчетные амплитуды переизлученной от элемента волны: $a - f = 20.5$ ГГц; $b - f = 43.5$ ГГц

Fig. 5. Calculated amplitude of the wave reradiated from the element: $a - f = 20.5$ GHz; $b - f = 43.5$ GHz

Табл. 2. Характеристики двухдиапазонного элемента ОАР

Tab. 2. Characteristics of the dual-band reflectarray element

Диапазон	θ, \dots°				
	0°	10°	20°	30°	40°
Ka	9°	9.7°	11.9°	14.1°	16.9°
	-0.2 дБ	-0.21 дБ	-0.27 дБ	-0.44 дБ	-0.73 дБ
Q	3.2°	3.5°	4.8°	7.8°	14.4°
	-0.34 дБ	-0.35 дБ	-0.36 дБ	-0.42 дБ	-0.6 дБ

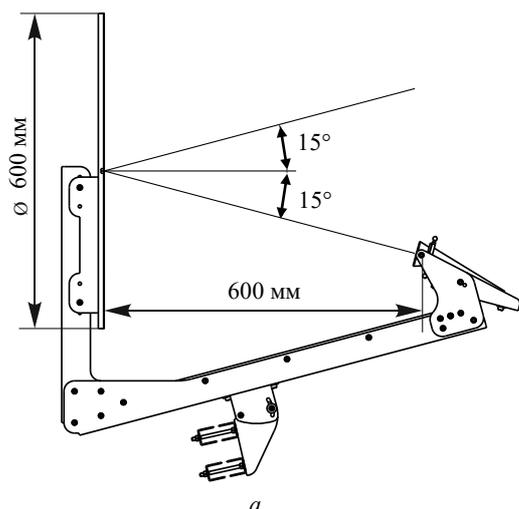


Рис. 6. Макет двухдиапазонной ОАР: а – чертеж; б – ОАР во время измерений в безэховой камере

Fig. 6. Layout of the proposed dualband reflectarray: a – drawing; б – the reflectarray during measurements in an anechoic chamber

Синтез решетки выполнен для получения плоского фазового фронта ОАР в Ka-диапазоне и сферического в Q-диапазоне для предотвращения "излишнего" сужения главного лепестка. Целью было получение идентичного коэффициента усиления (КУ) в двух разнесенных диапазонах в угловом секторе $\pm 0.75^\circ$.

Электродинамический анализ представленной ОАР не проводился из-за больших электрических размеров и сложности топологии. Только построение представленной топологии заняло более 12 ч машинного времени. Для проверки алгоритмов синтеза осуществлялся электродинамический анализ масштабной модели антенной решетки.

Печатная плата ОАР была выполнена на диэлектрическом материале Rogers RO4003 толщиной 0.51 мм, с толщиной фольги 17 мкм. На рис. 7 представлен изготовленный сегмент

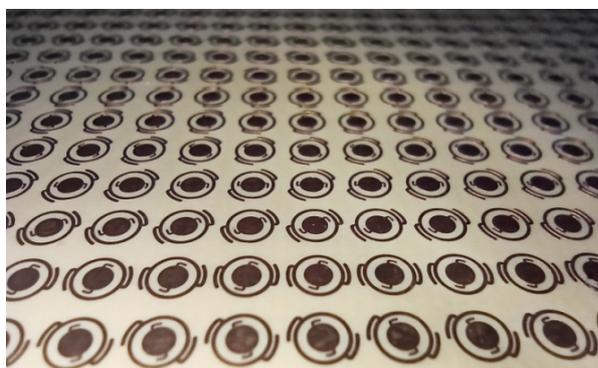


Рис. 7. Фрагмент изготовленной топологии двухчастотной ОАР

Fig. 7. A fragment of the fabricated dualband reflectarray topology

топологии ОАР. Минимальные значения ширины проводника и зазора для данной топологии составили 0.1 мм. После изготовления печатной платы были проведены при помощи микроскопа выборочные измерения размеров ряда микрополосковых элементов. Отклонения от номинальных размеров не превышали 5 мкм. Такие отклонения практически не окажут влияния на фазу отраженной волны, но могут оказать влияние на согласование элемента, особенно в высокочастотном диапазоне, где доля отклонения от номинального размера наиболее велика.

Из-за технологических ограничений поверхность ОАР была выполнена из 4 сегментов. Стыковка полотен осуществлялась при помощи микроскопа, ошибка позиционирования не превысила 25 мкм.

За основание решетки был взят диск из оргстекла с приклеенным слоем медной фольги. Печатная плата ОАР была наклеена на экран через проставки толщиной 0.5 мм.

В роли облучателя ОАР использовался двухчастотный гофрированный рупор Ka- и Q-диапазонов частот с разнесенными фазовыми центрами в двух диапазонах на 30 мм. Уровень облучения края рефлектора составил -10 и -23 дБ в Ka- и Q-диапазонах соответственно.

Эксперимент. Измерения диаграммы направленности ОАР проводились методом сканирования в ближнем поле антенны [19]. При измерениях главный лепесток антенны был

направлен перпендикулярно плоскости сканирования, что позволило минимизировать область сканирования и проводить визуальный контроль амплитудно-фазового распределения.

Сечения измеренных диаграмм направленности для основной и крессовой компонент поля представлены на рис. 8.

В высокочастотном диапазоне наблюдается достаточно высокий уровень КП, который достигает -18.7 дБ. Максимумы диаграмм направленности (ДН) для основной и крессовой

поляризации совпадают, что свидетельствует о повышенном уровне отражения волны от элемента, так как отражение происходит со сменой направления вращения поляризации, а переизлучение – без. При отражении волны также происходит ее фазирование, соответственно, и формирование главного лепестка ДН, что является особенностью работы элемента. Вблизи собственного резонанса элемента наблюдается резкое изменение фазы отраженной волны на 180° в зависимости от его углового положения.

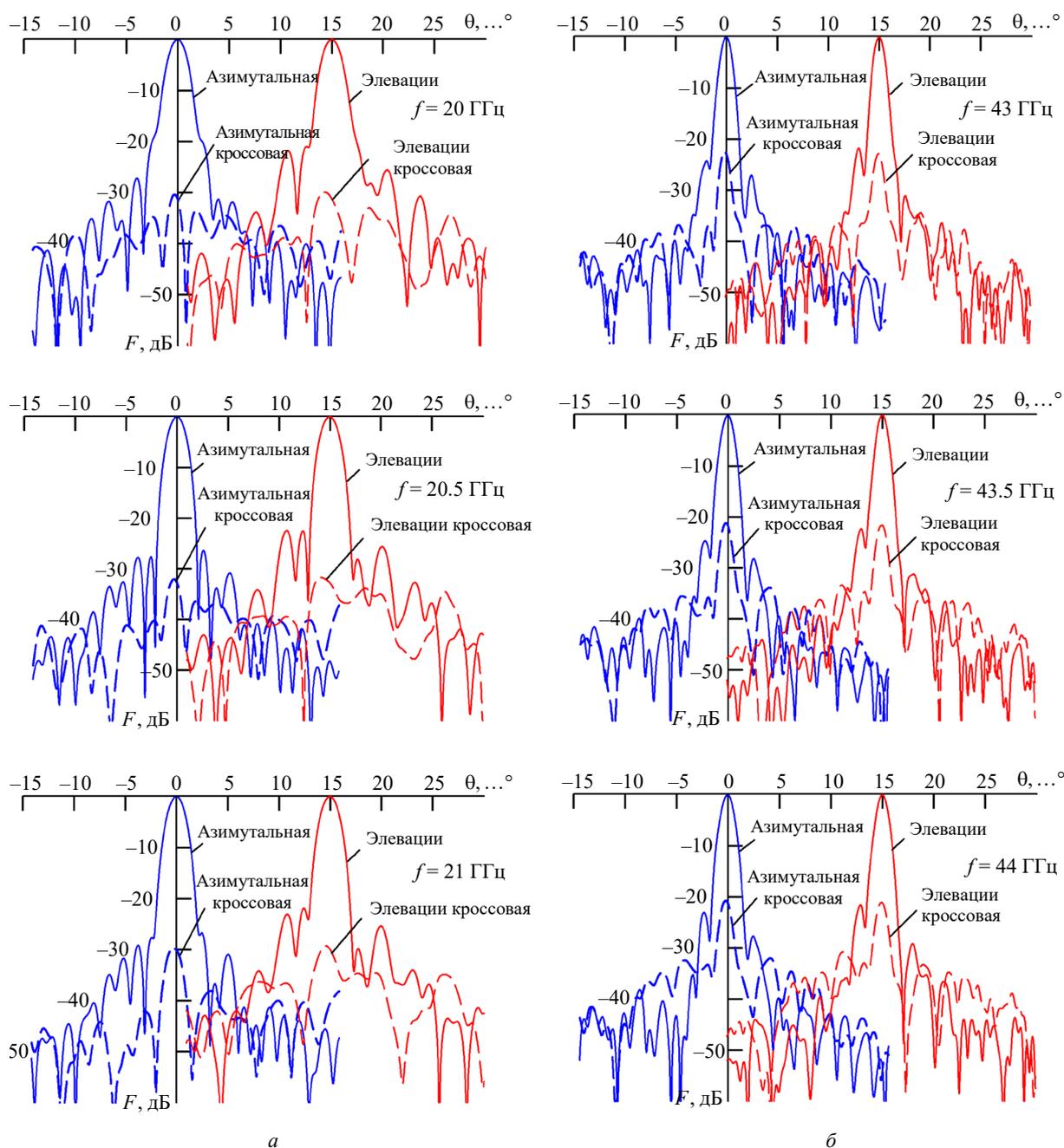


Рис. 8. Измеренные диаграммы направленности двухчастотной ОАР: а – в Ка-диапазоне; б – в Q-диапазоне

Fig. 8. Measured radiation patterns of the developed dualband reflectarray: а – Ka-band; б – Q-band

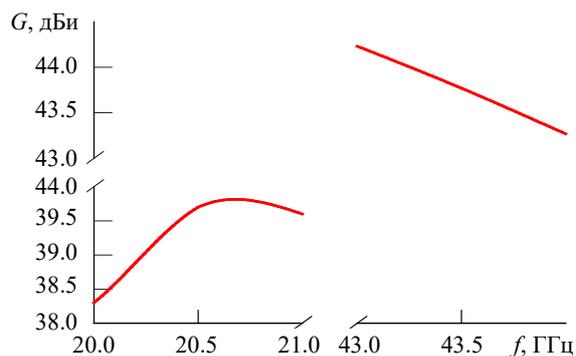


Рис. 9. Измеренный КУ ОАР
 Fig. 9. Measured reflectarray gain

и недооблучения рефлектора в связи с особенностями используемого облучателя. Тем не менее КИП антенны находится на высоком уровне, что свидетельствует о малых потерях в рефлекторе антенны.

Числовые значения худших измеренных значений КУ и уровня КП в секторе углов $\pm 0.75^\circ$, уровня боковых лепестков представлены в табл. 3.

Минимальные значения КУ в секторе углов $\pm 0.75^\circ$ близки, несмотря на более чем двухкратное различие между частотными диапазонами.

Табл. 3. Измеренные характеристики ОАР

Tab. 3. Measured reflectarray characteristics

Частота, ГГц	Минимальный КУ в секторе $\pm 0.75^\circ$, дБи	Минимальный уровень КП в секторе $\pm 0.75^\circ$, дБи	Уровень боковых лепестков, дБ	
			в азимутальной плоскости	в плоскости элевации
20	35.8	27	-27.6	-21.8
20.5	37.1	30	-26.3	-22.5
21	36.9	27	-26.7	-21.8
43	36	20.3	-24.2	-21.7
43.5	36.1	18.9	-24.7	-22.5
44	36.6	18.7	-23	-21.8

Хотя управление фазой отраженной волны и происходит нелинейно, но этого достаточно для формирования выраженного кросс-поляризационного лепестка. Повышенный уровень КП в ВЧ-диапазоне может быть связан с ошибками при изготовлении антенны и недостаточной настройкой элемента на этапе моделирования. В НЧ-диапазоне формирование лепестка с КП также заметно, однако уровень данного лепестка более чем на 27 дБ ниже основного. Это свидетельствует о хорошем согласовании элемента со свободным пространством.

Уровень боковых лепестков в двух диапазонах достаточно низкий и не превышает -22 дБ. Значения измеренного КУ приведены на рис. 9.

Средний коэффициент использования поверхности (КИП) в Ka- и Q-диапазонах составили более 50 и 30 % соответственно. Однако следует отметить, что КИП для Q-диапазона не показателен по причине намеренного расширения главного лепестка на этапе синтеза антенны

Заключение. В статье рассмотрена разработка, изготовление и экспериментальное исследование ОАР диаметром 600 мм. Антенная решетка построена на базе предложенной конфигурации однослойного микрополоскового элемента, который позволяет осуществлять практически независимую фазовую регулировку в Ka- и Q-диапазонах частот. Топология ОАР состоит из 24 465 двухчастотных элементов и способна функционировать в Ka- и Q-диапазонах частот на ортогональных круговых поляризациях.

Предложенная однослойная двухдиапазонная ОАР демонстрирует хорошую эффективность, КИП достигает 56 и 36 % в Ka- и Q-диапазонах частот соответственно. Результаты исследований показывают возможность ОАР с успехом замещать традиционные параболические рефлекторы как на современных спутниках связи, так и в составе наземных спутниковых терминалов даже в высокочастотных диапазонах.

Авторский вклад

Поленга Станислав Владимирович – разработка элемента ОАР, синтез топологии, экспериментальные исследования ОАР.

Ерохин Алексей Александрович – синтез фазовых распределений ОАР.

Рязанцев Роман Олегович – изготовление топологии ОАР, испытания макета ОАР.
Полигина Анастасия Дмитриевна – моделирование элементов ОАР, обработка теоретических данных.
Крылов Роман Михайлович – разработка и изготовление конструкции ОАР.
Литинская Елена Алексеевна – моделирование ОАР, обработка экспериментальных данных.
Гафаров Евгений Раисович – экспериментальные исследования ОАР.
Александрин Антон Михайлович – моделирование масштабных моделей ОАР.
Саломатов Юрий Петрович – общее руководство проектом.
Данилов Игорь Юрьевич – постановка задачи.

Author's contribution

Stanislav V. Polenga, reflectarray element development, topology synthesis, reflectarray experimental studies.
Aleksey A. Erokhin, synthesis of reflectarray phase distributions.
Roman O. Ryazantsev, reflectarray topology manufacturing, testing of the reflectarray layout.
Anastasia D. Poligina, modeling of reflectarray elements, processing of theoretical data.
Roman M. Krylov, development and manufacture of the reflectarray prototype.
Elena A. Litinskaya, reflectarray modeling, processing of experimental data.
Eugeniya R. Gafarov, reflectarray experimental studies.
Anton M. Aleksandrin, reflectarray scale model's simulation.
Yury P. Salomatov, general project management.
Igor Yu. Danilov, problem formulation.

Список литературы

1. Отражательная антенная решетка для сетей дуплексной спутниковой связи технологии VSAT / С. В. Поленга, Е. А. Литинская, Ю. П. Саломатов, Р. М. Крылов // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2012. № 9. С. 39–43.
2. Совмещенный облучатель Ku/Ka-диапазонов частот для земных станций спутниковой связи / С. В. Поленга, А. М. Александрин, Ю. П. Саломатов, К. В. Лемберг, А. А. Попович // *Успехи современной радиоэлектроники*. 2016. № 11. С. 43–47.
3. Dual polarized reflectarray antenna to generate independent beams in Ku and Ka bands / E. Martinez-de-Rioja, J. A. Encinar, R. Florencio, R. R. Boix // 10th European Conf. on Antennas and Propagation, Davos, Switzerland, 10–15 Apr. 2016. Piscataway: IEEE, 2016. P. 1–5. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481439
4. Design of bifocal dual reflectarray antennas in Ka-band to generate a multi-spot coverage from geostationary satellites / E. Martinez-de-Rioja, J. A. Encinar, A. Pino, B. Gonzalez-Valdes // 13th European Conf. on Antennas and Propagation. Krakow, Poland, 31 March – 5 Apr. 2019. Piscataway: IEEE, 2019. P. 1–5.
5. Arrebola M., Encinar J. A., Barba M. Multifed Printed Reflectarray with three simultaneous shaped beams for LMDS central station antenna // *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*. 2001. Vol. 56, № 6. P. 1518–1527. doi: 10.1109/TAP.2008.923360
6. Single-layer dual-frequency reflectarray for Ka-band antennas / M. Abdollahvand, J. A. Encinar, K. Forooghi, Z. Atlasbaf, M. Barba // 10th European Conf. on Antennas and Propagation, Davos, Switzerland, 10–15 Apr. 2016. Piscataway: IEEE, 2016. P. 1–4. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481879.
7. Design of wideband reflectarray antennas / Y. G. Antonov, M. I. Sugak, S. V. Ballandovich, G. A. Kostikov, L. M. Liubina // 14th European Conf. on Antennas and Propagation, Copenhagen, Denmark, 15–20 March 2020. Piscataway: IEEE, 2020. P. 1–5. doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135649
8. Ballandovich S. V., Liubina L. M., Sugak M. I. Non-planar full-metal slot reflectarray antenna // 23rd Intern. Microwave and Radar Conf., Warsaw, Poland, 5–8 Oct. 2020. Piscataway: IEEE, 2019. P. 338–341. doi: 10.23919/MIKON48703.2020.9253864
9. Gao Q., Wang J. Bandwidth enhancement element for linearly polarized reflectarray design in Ku-band // 7th IEEE Intern. Symp. on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies, Xi'an, China, 24–27 Oct. 2017. Piscataway: IEEE, 2017. P. 34–36. doi: 10.1109/MAPE.2017.8250789
10. Hamzavi-Zarghani Z., Atlasbaf Z. A new broadband single-layer dual-band reflectarray antenna in X- and Ku-Bands // *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2015. Vol. 14. P. 602–605. doi: 10.1109/LAWP.2014.2374351
11. A Ka-band shaped-beam circularly polarized reflectarray antenna / S. V. Polenga, A. A. Erokhin, R. M. Krylov, A. V. Stankovsky, E. A. Litinskaya, A. D. Hudonogova, I. Yu., Danilov, Yu. P. Salomatov // *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves*, Divnomorskoe, Russia, 24–28 June, 2019. Piscataway: IEEE, 2019. P. 281–284. doi: 10.1109/RSEMW.2019.8792697.
12. Pozar D. M., Targonski S. D., Pokuls R. A shaped-beam microstrip patch reflectarray // *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*. 1999. Vol. 47, № 7. P. 1167–1173. doi: 10.1109/8.785748

13. Reflectarray antennas for dual polarization and broadband telecom satellite applications / R. Florencio, J. A. Encinar, R. R. Boix, V. Losada, G. Toso // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2015. Vol. 63, № 4. P. 1234–1246. doi: 10.1109/TAP.2015.2391279
14. Shamsaee Malfajani R., Abbasi Arand B. Dual-band orthogonally polarized single-layer reflectarray antenna // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2017. Vol. 65, № 11. P. 6145–6150. doi: 10.1109/TAP.2017.2754459
15. Hasani H., Kamyab M., Mirkamali A. Low cross-polarization reflectarray antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2011. Vol. 59, № 5. P. 1752–1756. doi: 10.1109/TAP.2011.2123071
16. Malfajani R. S., Atlasbaf Z. Design and implementation of a broadband single-layer reflectarray antenna with large-range linear phase elements // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2012. Vol. 11. P. 1442–1445. doi: 10.1109/LAWP.2012.2228147
17. Pozar D. M., Schaubert D. H. Analysis of an infinite array of rectangular microstrip patches with idealized probe feeds // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1984. Vol. 32. P. 1101–1107. doi: 10.1109/TAP.1984.1143211
18. Pozar D. M. Analysis of an infinite phased array of aperture coupled microstrip patches // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1989. Vol. 37. P. 418–425. doi: 10.1109/8.24161.
19. Implementation of antenna near-field scanning without using probe position sensors / A. S. Ivanov, K. V. Lemberg, S. V. Polenga, R. M. Krylov, Yu. P. Salomatov // Intern. Siberian Conf. on Control and Communications. Omsk, Russia, 21–23 May 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 1–3. doi: 10.1109/SIBCON.2015.7147334

Информация об авторах

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

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

E-mail: twinlive@gmail.com

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

Ерохин Алексей Александрович – кандидат технических наук (2021), старший преподаватель кафедры "Радиотехника" Сибирского федерального университета. Область научных интересов – синтез антенных решеток; цифровое диаграммоформирование; моделирование адаптивных антенных систем.

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

E-mail: aerokhin@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0002-7707-8792>

Рязанцев Роман Олегович – кандидат технических наук (2019), доцент кафедры "Радиотехника" Сибирского федерального университета. Автор 28 научных работ. Сфера научных интересов – антенны и СВЧ-устройства; метаматериалы; квазиоптические антенны.

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

E-mail: rryazantsev@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1747-0917>

Полигина Анастасия Дмитриевна – магистр по направлению "Радиотехника" (2021) Сибирского федерального университета. Автор 4 научных работ. Сфера научных интересов – антенны и СВЧ-устройства; фазированные антенные решетки.

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

E-mail: anastasia0711@mail.ru

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

Крылов Роман Михайлович – инженер по специальности "Конструирование и проектирование РЭА" (2009), инженер кафедры "Радиотехника" Сибирского федерального университета. Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – конструирование и проектирование РЭА; антенны и СВЧ-устройства.

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

E-mail: krulow_roman@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-0899-8595>

Литинская Елена Алексеевна – магистр по направлению "Радиотехника" (2011), аспирант, старший преподаватель кафедры "Радиотехника" Сибирского федерального университета. Автор 29 научных работ. Сфера научных интересов – антенны и СВЧ-устройства; спутниковая связь; сканирующие антенны.

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

E-mail: ylitinskaya@gmail.com

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

Гафаров Евгений Раисович – кандидат технических наук (2021), доцент кафедры "Радиотехника" Сибирского федерального университета. Автор 40 научных работ. Сфера научных интересов – антенны и СВЧ-устройства; антенны ГНСС и антенные решетки.

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

E-mail: egafarov@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0002-7810-7196>

Александрин Антон Михайлович – кандидат технических наук (2020), доцент кафедры "Радиотехника" Сибирского федерального университета. Автор 30 научных работ. Сфера научных интересов – широкополосные антенны; антенные решетки; метаматериалы.

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

E-mail: aalexandrin@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8428-5562>

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

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

E-mail: ysalomatov@sfu-kras.ru

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

Данилов Игорь Юрьевич – кандидат технических наук (2017), начальник отдела разработки и испытательной антенно-фидерных устройств и высокочастотных элементов полезной нагрузки. Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – антенны и СВЧ-устройства, испытания антенн.

Адрес: АО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М. Ф. Решетнева», ул. Ленина, д. 52, Железногорск, 662972, Россия

E-mail: danilov@iss-reshetnev.ru

References

1. Polenga S. V., Litinskaya E. A., Salomatov Yu. P., Krylov R. M. Reflectarray Antenna for Bidirectional VSAT Satellite Communication Networks. *Achievements of Modern Radioelectronics*. 2012, no. 9, pp. 39–42.
2. Polenga S. V., Alexandrin A. M., Salomatov Yu. P., Lemberg K. V., Popovich A. A. Dual Ku/Ka-Band Feed Horn for Satellite Ground Stations. *Achievements of modern radioelectronics*. 2016, no. 11, pp. 43–47.
3. Martinez-de-Rioja E., Encinar J. A., Florencio R., Boix R. R. Dual Polarized Reflectarray Antenna to Generate Independent Beams in Ku and Ka Bands. *10th European Conf. on Antennas and Propagation, Davos, Switzerland, 10–15 April 2016*. Piscataway, IEEE, 2016, pp. 1–5. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481439
4. Martinez-de-Rioja E., Encinar J. A., Pino A., Gonzalez-Valdes B. Design of Bifocal Dual Reflectarray Antennas in Ka-Band to Generate a Multi-Spot Coverage from Geostationary Satellites. *13th European Conf. on Antennas and Propagation, Krakow, Poland, 31 March 2019 – 5 April 2019*. Piscataway, IEEE, 2019, pp. 1–5.
5. Arrebola M., Encinar J. A., Barba M. Multifed Printed Reflectarray with Three Simultaneous Shaped Beams for LMDS Central Station Antenna. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*. 2001, vol. 56, no. 6, pp. 1518–1527. doi: 10.1109/TAP.2008.923360
6. Abdollahvand M., Encinar J. A., Forooghi K., Atlasbaf Z., Barba M. Single-Layer Dual-Frequency Reflectarray for Ka-Band Antennas. *10th European Conf. on Antennas and Propagation, Davos, Switzerland, 10–15 April 2016*. Piscataway, IEEE, 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481879
7. Antonov Y. G., Sugak M. I., Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Liubina L. M. Design of Wideband Reflectarray Antennas. *14th European Conf. on Antennas and Propagation, Copenhagen, Denmark, 15–20 March 2020*. Piscataway, IEEE, 2020, pp. 1–5. doi: 10.1109/EuCAP.2020.9135649
8. Ballandovich S. V., Liubina L. M., Sugak M. I. Non-Planar Full-Metal Slot Reflectarray Antenna. *23rd Intern. Microwave and Radar Conf. Warsaw, Poland, 5–8 Oct. 2020*. Piscataway, IEEE, 2019, pp. 338–341. doi: 10.23919/MIKON48703.2020.9253864
9. Gao Q., Wang J. Bandwidth Enhancement Element for Linearly Polarized Reflectarray Design in Ku-band. *7th IEEE Intern. Symp. on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies, Xi'an, China, 24–27 Oct. 2017*. Piscataway, IEEE, 2017, pp. 34–36. doi: 10.1109/MAPE.2017.8250789
10. Hamzavi-Zarghani Z., Atlasbaf Z. A New Broadband Single-Layer Dual-Band Reflectarray Antenna in X- and Ku-Bands. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2015, vol. 14, pp. 602–605. doi: 10.1109/LAWP.2014.2374351
11. Polenga S. V., Erokhin A. A., Krylov R. M., Stankovsky A. V., Litinskaya E. A., Hudonogova A. D., Danilov I. Y., Salomatov Yu. P. A Ka-Band Shaped-Beam Circularly Polarized Reflectarray Antenna. *Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves, Divnomorskoe, Russia, 24–28 June 2019*. Piscataway, IEEE, 2019, pp. 281–284. doi: 10.1109/RSEMW.2019.8792697
12. Pozar D. M., Targonski S. D., Pokuls R. A Shaped-Beam Microstrip Patch Reflectarray. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*. 1999, vol. 47, no. 7, pp. 1167–1173. doi: 10.1109/8.785748
13. Florencio R., Encinar J. A., Boix R. R., Losada V., Toso G. Reflectarray Antennas for Dual Polarization and Broadband Telecom Satellite Applications. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*. 2015, vol. 63, no. 4, pp. 1234–1246. doi: 10.1109/TAP.2015.2391279
14. Shamsae Malfajani R., Abbasi Arand B. Dual-band Orthogonally Polarized Single-Layer Reflectarray Antenna. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*.

Двухдиапазонная отражательная антенная решетка Ka/Q-диапазонов частот

A Dual Ka/Q-Band Reflectarray

2017, vol. 65, no. 11, pp. 6145–6150. doi: 10.1109/TAP.2017.2754459

15. Hasani H., Kamyab M., Mirkamali A. Low Cross-Polarization Reflectarray Antenna. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*. 2011, vol. 59, no. 5, pp. 1752–1756. doi: 10.1109/TAP.2011.2123071

16. Malfajani R. S., Atlasbaf Z. Design and Implementation of Broadband Single-Layer Reflectarray Antenna with Large-Range Linear Phase Elements. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*. 2012, vol. 11, pp. 1442–1445. doi: 10.1109/LAWP.2012.2228147

17. Pozar D. M., Schaubert D. H. Analysis of an Infinite Array of Rectangular Microstrip Patches with

Idealized Probe Feeds. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*. 1984, vol. 32, pp. 1101–1107. doi: 10.1109/TAP.1984.1143211

18. Pozar D. M. Analysis of an Infinite Phased Array of Aperture Coupled Microstrip Patches. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*. 1989, vol. 37, pp. 418–425. doi: 10.1109/8.24161

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

Information about the authors

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

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

E-mail: twinlive@gmail.com

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

Aleksey A. Erokhin, Cand. Sci. (Eng.) (2021), senior lecturer of Department of Radio Engineering. Area of expertise: digital beamforming algorithm; math processing and modelling of the adaptive antenna systems for different applications.

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

E-mail: aerokhin@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0002-7707-8792>

Roman O. Ryazantsev, Cand. Sci. (Eng.) (2019), Associate Professor at the Department of Radio Engineering of the Siberian Federal University. The author of 28 scientific publications. Area of expertise: antennas and microwave devices; metamaterials; quasi-optical antennas and antenna arrays.

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

E-mail: rryazantsev@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1747-0917>

Anastasia D. Poligina, Master's degree in Radio Engineering (2021) of the Siberian Federal University. The author of 4 scientific publications. Area of expertise: antennas and microwave devices; phased arrays.

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

E-mail: anastasia0711@mail.ru

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

Roman M. Krylov, engineer on Design and Engineering of Electronic Equipment (2009), engineer at the Department of Radio Engineering of the Siberian Federal University. The author of 10 scientific papers. Area of expertise: design of electronic equipment; antennas and microwave devices.

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

E-mail: krulow_roman@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-0899-8595>

Elena A. Litinskaya, Master's degree in Radio Engineering (2011), Postgraduate student, senior lecturer at the Department of Radio Engineering of the Siberian Federal University. The author of 29 scientific publications. Area of expertise: antennas and microwave devices; satellite communication; scanning antennas.

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

E-mail: ylitinskaya@gmail.com

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

Eugeny R. Gafarov, Cand. Sci. (Eng.) (2021), Assistant Professor of Radio Engineering Department of the Siberian Federal University. The author of 40 scientific publications. Area of expertise: antennas and microwave devices; GNSS antennas and antenna arrays.

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

E-mail: egafarov@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0002-7810-7196>

Anton M. Aleksandrin, Cand. Sci. (Eng.) (2020), Associate Professor of Department of Radio Engineering of the Siberian Federal University. The author of 30 scientific publications. Area of expertise: wideband antennas; antenna arrays; metamaterials.

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

E-mail: aalexandrin@sfu-kras.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8428-5562>

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

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

E-mail: ysalomatov@sfu-kras.ru

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

Igor Yu. Danilov, Cand. Sci. (Eng.) (2017), Head of the Department for the Development and Testing of Antenna-Feeder Devices and High-Frequency Payload Elements. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: antennas and microwave devices, antenna testing.

Address: JSC Academician M.F. Reshetnev Information Satellite Systems, 52, Lenina St., Zheleznogorsk 662972, Russia

E-mail: danilov@iss-reshetnev.ru

Компактные полосно-пропускающие волноводные фильтры с индуктивными связями с E -плоскостной симметрией и без E -плоскостной симметрии

А. А. Соркин

Сибирский федеральный университет, Красноярск, Россия

✉ alexandr.sorkin.781@mail.ru

Аннотация

Введение. В современных спутниковых системах связи к частотным и массогабаритным характеристикам входных фильтров предъявляются все более жесткие требования. Исходя из этого, рассмотрены конструкции полосовых фильтров с индуктивными связями на гофрированных волноводах. Несмотря на то что подобные фильтры были описаны ранее, в данной статье рассмотрены возможные реализации таких фильтров на волноводе зауженного сечения, на структурах с симметрией и без симметрии по электрическому полю.

Цель работы. Исследование фильтров с индуктивными связями с симметрией и без симметрии по электрическому полю, а также оценка полосы заграждения по уровню и ширине полосы.

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

Результаты. Проведено моделирование фильтров с индуктивными связями с симметрией и без симметрии по электрическому полю. Установлено, что фильтры без симметрии по электрическому полю имеют лучшие массогабаритные характеристики, но более узкую полосу заграждения. С помощью моделирования также установлено, что в фильтрах со шлейфами одинакового сечения уровень заграждения больше почти на 20 дБ по сравнению с фильтрами, в которых шлейфы имеют разное сечение. Частотные характеристики фильтров с индуктивными связями, полученные путем электродинамического моделирования, совпадают с характеристиками, полученными экспериментально. Проведено моделирование десятизвенного сверхкомпактного фильтра с индуктивными связями без симметрии по электрическому полю, потери в полосе пропускания не более 0.7 дБ, уровень заграждения в полосе частот от 7.9 до 8.4 ГГц не менее 80 дБ, длина фильтра 30 мм.

Заключение. Применение фильтров с индуктивными связями позволяет существенно улучшить массогабаритные характеристики без ухудшения потерь в полосе пропускания и сохранения высокого уровня ослабления в полосе заграждения.

Ключевые слова: фильтр с индуктивными связями, полюс затухания, шлейф, симметричная емкостная диафрагма, несимметричная емкостная диафрагма

Для цитирования: Соркин А. А. Компактные полосно-пропускающие волноводные фильтры с индуктивными связями с E -плоскостной симметрией и без E -плоскостной симметрии // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 5. С. 32–41. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-5-32-41

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке КГАУ "Красноярский краевой фонд поддержки научной и научно-технической деятельности", заявка № 2022030108251.

Статья поступила в редакцию 20.07.2022; принята к публикации после рецензирования 20.10.2022; опубликована онлайн 29.11.2022

Compact Bandpass Waveguide Filters with Inductive Couplings with E -plane Symmetry and without E -plane Symmetry

Alexandr A. Sorkin

Siberian Federal University, Krasnoyarsk, Russia

✉alexandr.sorkin.781@mail.ru

Abstract

Introduction. Modern satellite communication systems continue to impose stricter requirements on the frequency response, weight, and size of filters. In this paper, several designs of bandpass filters with inductive couplings on corrugated waveguides are considered. Although such filters have been described previously, this paper considers their possible implementations based on narrow cross-section waveguides, as well as on structures with and without electric field symmetry.

Aim. To study filters with inductive couplings with and without electric field symmetry, as well as to assess the filter stopband width and attenuation.

Materials and methods. Numerical studies were carried out by the finite element method (FEM) and the method of final difference in the time domain (FDTD).

Results. Modeling of filters with inductive couplings with and without electric field symmetry was carried out. Filters without electric field symmetry were found to exhibit higher characteristics in terms of weight and size, at the same time as having a narrower stopband. The conducted modeling also showed that filters with stubs of the same cross section allow stopband attenuation to be improved by almost 20 dB compared to filters with stubs of varied cross section. The frequency responses of filters with inductive couplings obtained by electrodynamic modeling were established to agree well with those obtained experimentally. A ten-order ultra-compact filter with inductive couplings without electric field symmetry was considered, with the bandwidth loss of not more than 0.7 dB, the attenuation of at least 80 dB in the frequency range from 7.9 to 8.4 GHz, and the filter length of 30 mm.

Conclusion. The use of filters with inductive couplings allows their mass and dimension characteristics to be significantly improved without increasing losses in the bandwidth at the same time as maintaining a high level of attenuation in the stopband.

Keywords: inductive coupling filter, attenuation pole, stub, symmetrical capacitive iris, asymmetrical capacitive iris

For citation: Sorkin A. A. Compact Bandpass Waveguide Filters with Inductive Couplings with E -plane Symmetry and without E -plane Symmetry. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 5, pp. 32–41. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-5-32-41

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

Acknowledgment. The reported study was funded by Krasnoyarsk regional science foundation, project no. 2022030108251.

Submitted 20.07.2022; accepted 20.10.2022; published online 29.11.2022

Введение. В современных спутниковых системах связи требуются входные фильтры с малыми потерями и малыми габаритными размерами. В X -диапазоне частоты приема и передачи находятся очень близко (частоты приема 7.25...7.75 ГГц либо укороченная полоса пропускания 7.25...7.55 ГГц частоты передачи: 7.9...8.4 ГГц). Для данного диапазона требуется фильтр с высокой селективностью и при этом компактный. Для получения высокой селектив-

ности приемного фильтра требуется формирование полюсов затухания на частотах передачи. Одним из способов формирования несимметричной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) является применение синглетов, которые обеспечивают дополнительную связь между входом и выходом [1]. Синглеты работают на моде H_{201} или H_{301} . Можно в фильтрах на полуволновых резонаторах обеспечивать связи между несоседними резонаторами [2]. Однако

такие фильтры имеют в составе полуволновые резонаторы на моде H_{201} или H_{301} , что увеличивает габаритные размеры фильтра. Формировать полюса затухания можно и на двух- или одномодовых ТМ-резонаторах [3–5]. Фильтры на двухмодовых резонаторах обычно имеют более сложную настройку, требуют минимальных допусков и реализуют полосы пропускания до 10 %, хотя при этом обладают хорошими массогабаритными характеристиками. В волноводной технике широко известны фильтры на гофрированных волноводах [6–9]. На таких структурах в основном делают фильтры нижних частот (ФНЧ) с низкими потерями и широкими полосами заграждения [10,11], известны ФНЧ на гофрированных волноводах без входных трансформаторов [12].

Задачу создания фильтра с малыми потерями в X -диапазоне предлагается решить с помощью фильтра на гофрированном волноводе, реализующего схему с индуктивными связями [13]. Возможность реализации такого фильтра описана в [9]. Резонаторы реализуются емкостными диафрагмами, что существенно сокращает габаритные размеры; индуктивные связи реализуются шлейфами, длина которых для формирования полюсов выше полосы пропускания менее четверти длины волны в волноводе. Фильтры выполняются на волноводе зауженного сечения, которое формирует низкочастотный скат АЧХ. Описанные ранее в литературе фильтры имели ширину, равную ширине широкой стенки подводящих волноводов, что приводило к необходимости подстройки индуктивности у каждой диафрагмы. Уменьшение ширины волновода позволяет реализовать внут-

ренние диафрагмы фильтра в виде емкостных (кроме входной и выходной) и таким образом избавиться от подстройки индуктивностей.

Методы исследования. Численные исследования проведены методом конечных элементов (Finite element method – FEM) и методом конечных разностей во временной области (Final difference in the time domain – FDTD).

Проектирование фильтра с индуктивными связями с E -плоскостной симметрией. Расчет фильтров с индуктивными связями по схемам-прототипам приведен в [14]. Эквивалентная схема фильтра приведена на рис. 1.

Суть расчета заключается в том, что по заданным нижней f_{-p} и верхней f_{+p} частотам полосы пропускания, величине пульсаций a_p и требованиям к полосе заграждения определяется число звеньев фильтра n и параметры элементов ФНЧ-прототипа g_i . Резонансные частоты контуров f_k (f_k – резонансная частота k -го контура, $k = 1 \dots n$, n – порядок фильтра) отличны от средней частоты полосы пропускания

$$f_0 = \sqrt{f_{-p} f_{+p}}.$$

В данном типе фильтров параллельные резонансные контуры реализуются в виде емкостных диафрагм, каждая из которых в сочетании со шлейфами и входными индуктивностями формирует резонанс в полосе пропускания. На рис. 2, а представлена рассчитанная зависимость нагруженной добротности симметричного и несимметричного емкостных окон диафрагм от их высоты, диафрагма нагружена волноводом сечением 22×6 мм, толщина диафрагмы 3 мм. На рис. 2, б пред-

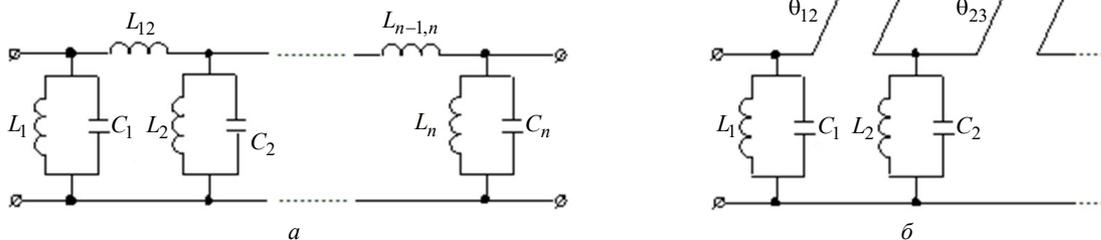


Рис. 1. Схема фильтра с индуктивными связями: а – на сосредоточенных элементах; б – с заменой последовательных индуктивностей последовательными шлейфами

Fig. 1. Filter with inductive couplings: а – circuit on lumped elements; б – circuit with the replacement of series inductances with series stubs

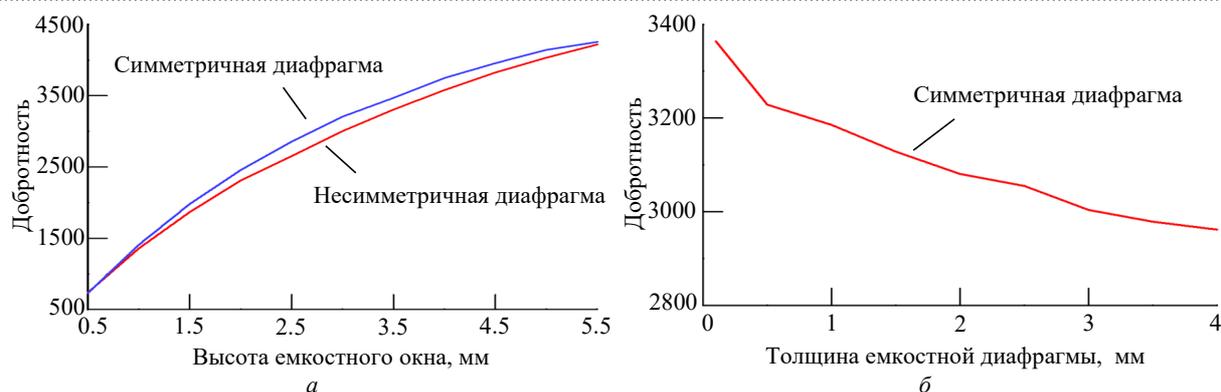


Рис. 2. Зависимость нагруженной добротности от геометрических размеров: a – высоты емкостных окон симметричных и несимметричных диафрагм; b – толщины симметричной диафрагмы

Fig. 2. Dependence of the loaded quality factor on the geometric dimensions: a – capacitive symmetrical and asymmetric iris windows; b – the capacitive iris thickness

ставлена рассчитанная зависимость нагруженной добротности от толщины симметричной емкостной диафрагмы.

Анализ резонансных диафрагм приведен в [15]. Резонансная длина волны диафрагмы

$$\lambda_{\text{res}} = \sqrt{\frac{D_2^2 D_4}{(D_1 - D_2^2 D_3 + D_2^2 D_4) / (4a_1^2)}}$$

$$\text{где } D_1 = \frac{\text{ctg}^2(\pi a_1 / (2a))}{a}; D_2 = \frac{\pi(a^2 - a_1^2)}{4aa_1 \cos(\pi a_1 / (2a))}; D_3 = \frac{b^2/3 + b_1^2/2 - 8bb_1/\pi^2}{aa_1^2}; D_4 = 4b \ln[\text{cosec}(\pi b_1 / (2b))];$$

a и b – размеры волноводов; a_1 и b_1 – размеры окна диафрагмы.

Нагруженная добротность диафрагмы

$$Q = \frac{\lambda_{\text{res}}}{4 \left[1 - (\lambda_{\text{res}} / (2a))^{3/2} \right]} \times \left[D_1 - D_2^2 D_3 + D_2^2 D_4 \left(\frac{1}{\lambda_{\text{res}}^2} - \frac{1}{2a^2} + \frac{1}{4a_1^2} \right) \right].$$

Последовательные индуктивности эквивалентной схемы выполняются в виде последовательных шлейфов (рис. 1, a , b), которые для симметрии конструкции располагаются на обеих широких стенках волновода (рис. 3, a). По рассчитанным индуктивностям связи $L_{k,k+1}$ определяются размеры шлейфов:

$$\frac{\omega_0 L_{k,k+1}}{Z_0} = 2 \frac{Z_{k,k+1}}{Z_0} \text{tg } \theta = 2 \frac{b_{k,k+1} a_0 \sqrt{1 - (\lambda_0 / (2a))^2}}{b_0 a_{k,k+1} \sqrt{1 - (\lambda_0 / (2a_{k,k+1}))^2}} \text{tg } \theta, \quad (1)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – циклическая частота полюса затухания (f_0 – частота полюса затухания); Z_0 – волновое сопротивление подводящих волноводов; $Z_{k,k+1}$ и θ – волновое сопротивление и электрическая длина шлейфа; a_0, b_0 – размеры подводящих волноводов; $a_{k,k+1}, b_{k,k+1}$ – размеры шлейфов; $k = 1 \dots n-1$ – порядковый номер резонатора; n – порядок фильтра; λ_0 – длина волны на частоте полюса затухания. Из (1) получается, что частоты полюсов можно регулировать для получения требуемой крутизны высокочастотного ската. Значения емкостей и индуктивностей рассчитываются исходя из схемы-прототипа.

Стоит отметить, что для формирования низкочастотного ската вся структура фильтра выполняется на волноводе зауженного сечения, т. е. ширина фильтра меньше ширины входного и выходного волноводов. Ширина выбирается таким образом, чтобы частота отсечки была ниже полосы пропускания, но выше частоты отсечки входного и выходного волноводов. Дальнейший расчет и последующая оптимизация фильтров осуществляются с помощью электродинамических программ. Оптимизация

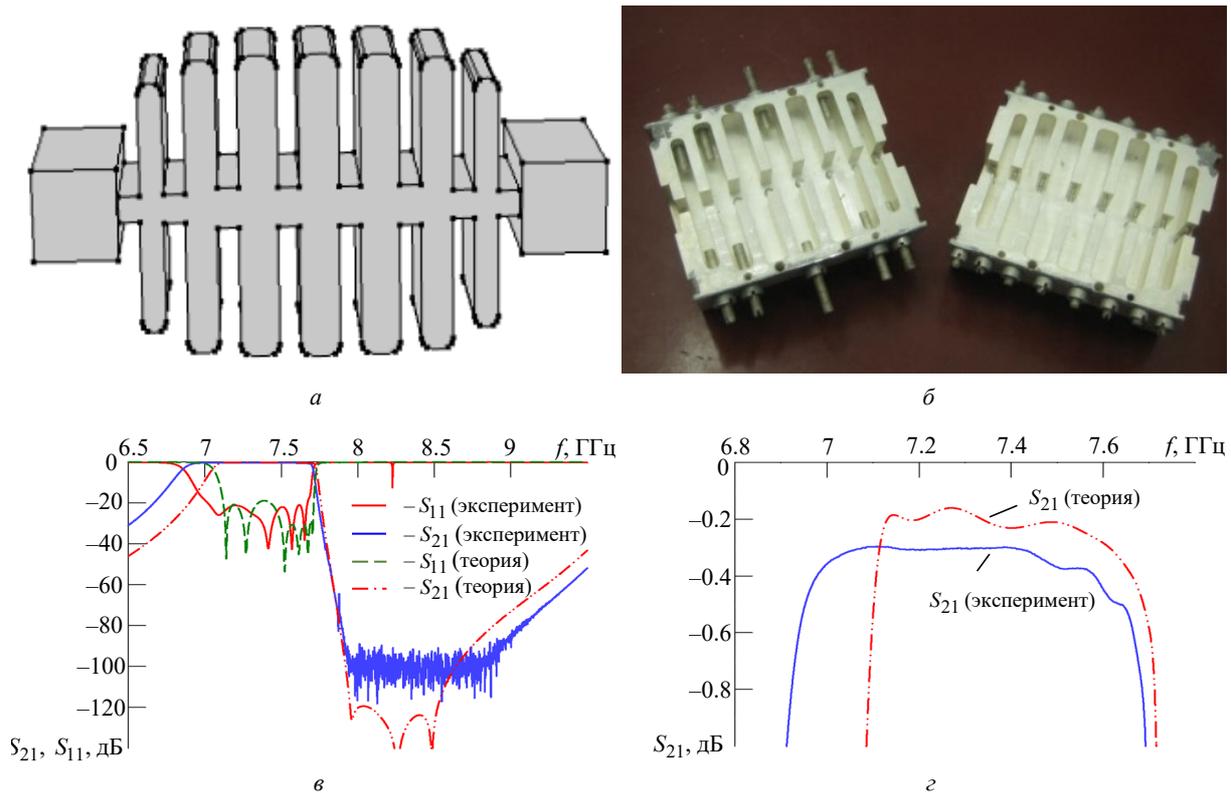


Рис. 3. Восьмизвенный фильтр с индуктивными связями с E -плоскостной симметрией: a – структура фильтра; b – изготовленный фильтр; $в$ – частотные характеристики фильтра; $г$ – потери в полосе пропускания

Fig. 3. Eight-order filter with inductive couplings with E -plane symmetry: a – filter structure; b – manufactured filter; $в$ – filter frequency response; $г$ – bandpass loss

выполняется с целью получения точных геометрических размеров конструкции в частотной области с помощью встроенных автоматических средств электродинамических систем автоматизированного проектирования.

Реализация фильтра с индуктивными связями с E -плоскостной симметрией. На рис. 3, a представлена модель 8-звенного фильтра с индуктивными связями, имеющего E -плоскостную симметрию (двухстороннее расположение шлейфов по широкой стенке). Между шлейфами располагаются емкостные диафрагмы. Порядок фильтра определяется числом диафрагм. Все шлейфы фильтра настроены на частоты выше полосы пропускания. Фильтр на входе (выходе) имеет волновод сечением 28.5×12.6 мм, гофрированная структура выполнена на волноводе шириной 22 мм. Длина фильтра составляет 60 мм.

Для экспериментального подтверждения полученных расчетных результатов изготовлен образец фильтра (рис. 3, b). Характеристики измерены с помощью анализатора цепей Keysight PNA-X Network Analyzer N5245B.

Настройка фильтра выполняется в частотной области с помощью настроечных винтов, установленных в шлейфах фильтра и диафрагмах.

Полоса пропускания 7.25...7.55 ГГц. Коэффициент стоячей волны (КСВ) фильтра не более 1.2, потери составляют 0.25 дБ, подавление на частотах 7.9...8.4 ГГц не менее 70 дБ. Известные фильтры, имеющие аналогичные параметры, длиннее более чем в 2 раза.

На рис. 3, $в$ видно, что экспериментальная характеристика коэффициента передачи, в отличие от теоретической, имеет резонанс на частоте около 7.9 ГГц. Этот резонанс получается из-за смещения половинок фильтра друг относительно друга при сборке. Чтобы устранить этот резонанс, нужно обе детали фильтра изготавливать от общей базы. На рис. 3, $г$ показаны потери в полосе пропускания.

Реализация фильтра с индуктивными связями без E -плоскостной симметрии. Еще одной разновидностью данных фильтров являются фильтры без E -плоскостной симметрии (с односторонним расположением шлейфов). Од-

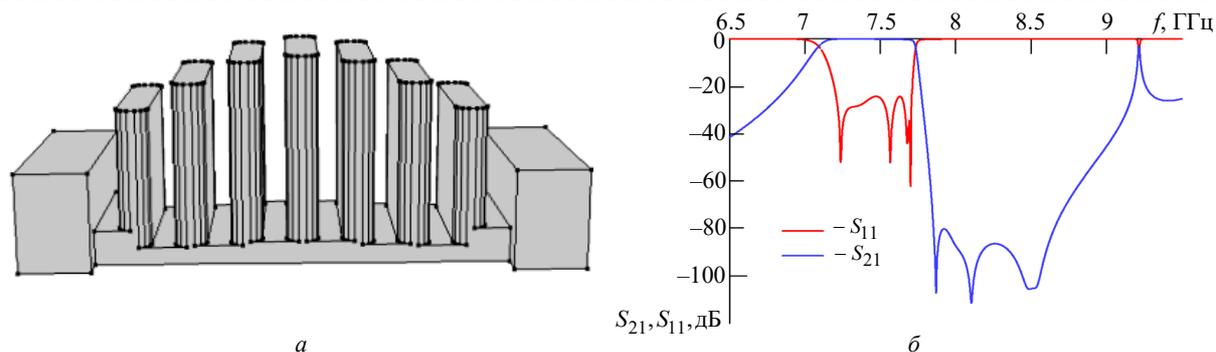


Рис. 4. Восьмизвенный фильтр с индуктивными связями без E -плоскостной симметрии: a – структура фильтра; b – расчетные частотные характеристики фильтра

Fig. 4. Eight-order filter with inductive couplings without E -plane symmetry: a – filter structure; b – calculated filter frequency response

ним из преимуществ этих фильтров является меньшее количество регулировочных винтов, что делает настройку менее затратной и более быстрой. Как было показано, фильтры с E -плоскостной симметрией изготовлены из двух половин и соединяются по широкой стенке, при неточной стыковке на скате АЧХ выше полосы пропускания появляется резонанс. Этого недостатка лишен фильтр без E -плоскостной симметрии, у которого детали соединяются по узкой стенке, причем одна деталь является гладкой, а

другая содержит шлейфы, поэтому стыковка не влияет на электрические параметры. На рис. 4 показан 8-звенный фильтр без E -плоскостной симметрии и его частотные характеристики. Фильтр на входе (выходе) имеет волновод сечением 28.5×12.6 мм, гофрированная структура выполнена на волноводе шириной 21.3 мм. Длина фильтра составляет 60 мм. Полоса пропускания 7.25...7.55 ГГц. КСВ фильтра менее 1.2, потери составляют 0.25 дБ, подавление на частотах 7.9...8.4 ГГц не менее 80 дБ.

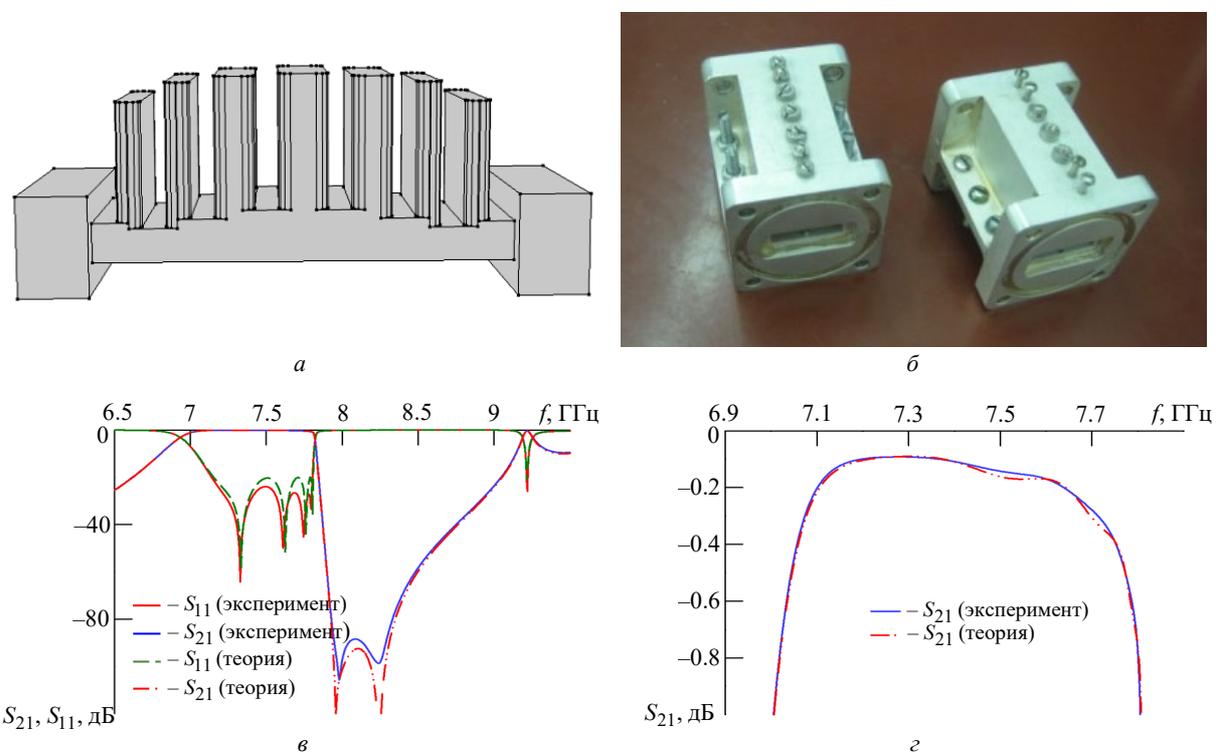


Рис. 5. Восьмизвенный фильтр с индуктивными связями без E -плоскостной симметрии: a – структура фильтра; b – изготовленные фильтры; v – частотные характеристики; z – потери в полосе пропускания

Fig. 5. Eight-order filter with inductive couplings without E -plane symmetry: a – filter structure; b – manufactured filters; v – frequency response; z – bandpass loss

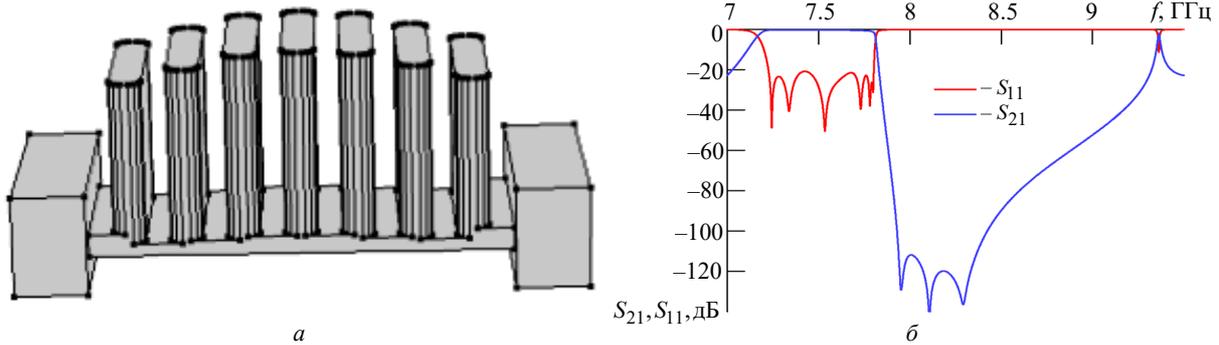


Рис. 6. Восьмизвенный фильтр с индуктивными связями без E -плоскостной симметрии со шлейфами одинакового волноводного сечения: a – структура фильтра; b – расчетные частотные характеристики фильтра

Fig. 6. Eight-order filter with inductive couplings without E -plane symmetry with stubs of the same waveguide cross-section: a – filter structure; b – filter calculated frequency response

На рис. 5, a , b представлен аналогичный фильтр, но с более широкой полосой пропускания, и его частотные характеристики (рис. 5, b); на рис. 5, c показаны потери в полосе пропускания. Фильтр на входе (выходе) имеет волновод сечением 28.5×12.6 мм, гофрированная структура выполнена на волноводе шириной 22 мм. Длина фильтра составляет менее 60 мм. Полоса пропускания 7.25...7.75 ГГц. КСВ фильтра менее 1.2, потери составляют 0.4 дБ, подавление на частотах 7.9...8.4 ГГц не менее 60 дБ.

Для дальнейшего улучшения селективных свойств рассмотрим фильтр без E -плоскостной симметрии, у которого все шлейфы выполнены на одинаковом волноводном сечении. На рис. 6 приведен такой восьмизвенный фильтр и его частотные характеристики.

Как видно из рис. 5 и 6, фильтр со шлейфами одного сечения имеет 90 дБ в полосе заграждения, что на 30 дБ лучше, чем у фильтра со шлейфами различного волноводного сечения.

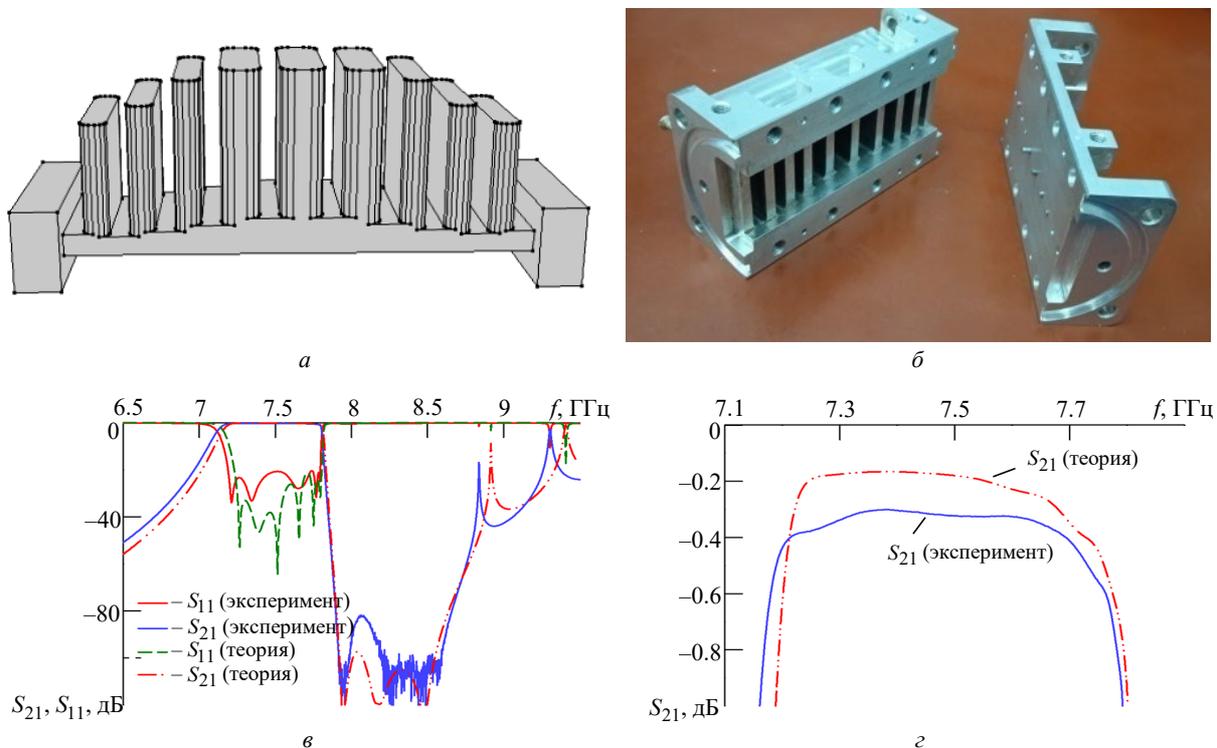


Рис. 7. Десятизвенный фильтр с индуктивными связями без E -плоскостной симметрии со шлейфами различного волноводного сечения: a – структура фильтра; b – изготовленный фильтр; c – частотные характеристики фильтра; d – потери в полосе пропускания

Fig. 7. Ten-order filter with inductive couplings without E -plane symmetry with stubs of various waveguide cross-section: a – filter structure; b – manufactured filters; c – frequency response; d – bandpass loss

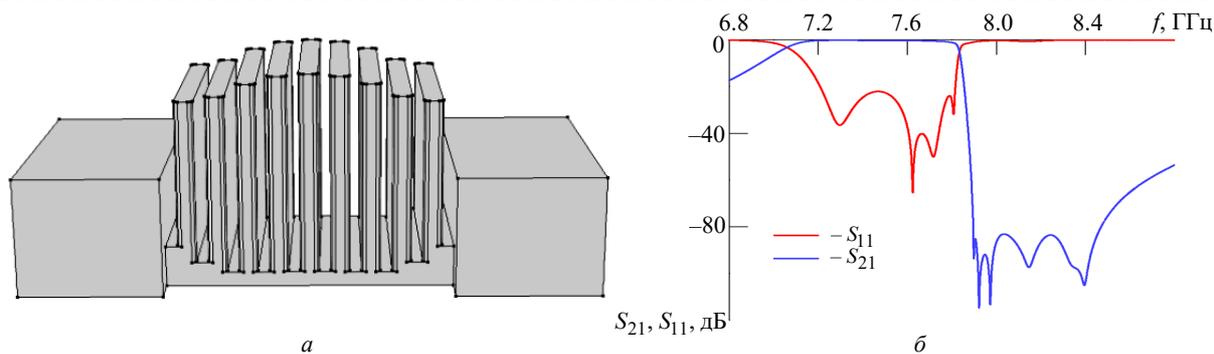


Рис. 8. Сверхкомпактный десятизвенный фильтр с индуктивными связями без E -плоскостной симметрии со шлейфами одинакового волноводного сечения: a – структура фильтра; b – расчетные частотные характеристики фильтра

Fig. 8. Ultra-compact ten-order filter with inductive couplings without E -plane symmetry with stubs of the same waveguide cross-section: a – filter structure; b – calculated filter frequency response

Для дальнейшего увеличения уровня загашения был рассчитан и изготовлен десятизвенный фильтр с индуктивными связями без E -плоскостной симметрии (рис. 7, a , b). Его частотные характеристики показаны на рис. 7, $в$; на рис. 7, $г$ – потери в полосе пропускания.

Данный фильтр на входе (выходе) имеет волновод сечением 28.5×12.6 мм, гофрированная структура выполнена на волноводе шириной 21.3 мм. Длина фильтра составляет 72.2 мм. Полоса пропускания 7.25...7.75 ГГц. КСВ фильтра в полосе пропускания не более 1.2, потери составляют 0.6 дБ, подавление на частотах 7.9...8.4 не менее 80 дБ.

Следует отметить, что возможна реализация сверхкомпактных фильтрующих устройств на гофрированных волноводах. Идея компактного фильтра основана на том, что с уменьшением толщины диафрагм добротность растет, и при уменьшении высоты емкостного окна тонкой диафрагмы потери в полосе пропускания значительно не увеличиваются. Уменьшение высоты поперечного сечения шлейфов также не увеличивает потери в полосе пропускания. Примером является десятизвенный фильтр с индуктивными связями без E -плоскостной симметрии со шлейфами одинакового волноводного сечения. Такой фильтр и его частотные характеристики показаны на рис. 8.

Данный фильтр на входе (выходе) имеет волновод сечением 28.5×12.6 мм, гофрированная структура выполнена на волноводе шириной 21.3 мм. Длина фильтра составляет 30 мм. Полоса пропускания 7.25...7.75 ГГц. КСВ фильтра в полосе пропускания не более 1.2, потери составляют 0.6 дБ, подавление на частотах 7.9...8.4 ГГц не менее 80 дБ.

Заключение. В статье приведены результаты моделирования волноводных фильтров с индуктивными связями, теоретические и экспериментальные частотные характеристики, которые достаточно хорошо совпадают. Также предложена конструкция волноводных фильтров с E -плоскостной симметрией и без нее. Продемонстрирована возможность реализации сверхкомпактного волноводного фильтра с индуктивными связями без E -плоскостной симметрии. К недостаткам данного типа фильтров можно отнести близко расположенную паразитную полосу пропускания и низкочастотный скат с недостаточно высокой крутизной. В настоящее время ведется поиск способов устранения этих недостатков. Стоит также отметить, что рассмотренные фильтры обладают продольной симметрией относительно центра фильтра, имеют в центре шлейф и являются четнозвенными, следовательно, нечетнозвенные будут иметь в центре диафрагму.

Список литературы

1. Design of waveguide filters with cascaded singlets through a synthesis-based approach / G. Macchiarella, G. G. Gentili, C. Tomassoni, S. Bastioli, R. V. Snyder // IEEE Transactions on Microwave Theory and Tech-

niques. 2020. Vol. 68, iss. 3. P. 2308–2319. doi: 10.1109/TMTT.2020.2970414

2. Rectangular waveguide quadruplet filter for satellite applications / J. Ossorio, S. Cogollos, V. Boria,

M. Guglielmi // IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. (IMS). Boston, USA, 02–07 June 2019. IEEE, 2019. P. 1359–1362. doi: 10.1109/MWSYM.2019.8701045

3. Very-compact waveguide bandpass filter based on dual-mode TM cavities for satellite applications in Ku-band / L. Pelliccia, C. Tomassoni, F. Cacciamani, P. Vallerotonda, R. Sorrentino, J. Galdeano, C. Ernst // 48th European Microwave Conf. (EuMC). Madrid, Spain, 23–27 Sept. 2018. IEEE, 2018. P. 93–96. doi: 10.23919/EuMC.2018.8541740

4. Bin Tang, Ying Yang, Xiaoxia Zheng. The design of linear tm mode filters with nonresonatingte mode // Intern. Conf. on Computer, Control and Robotics (ICCCR). Shanghai, China, 08–10 Jan. 2021. IEEE, 2021. P. 1–4. doi: 10.1109/ICCCR49711.2021.9349394

5. Bastioli S., Snyder R. V., Tomassoni C. Overmoded transverse magnetic cavity filters for narrowband millimeter-wave applications // IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2019. Vol. 29, iss. 5. P. 321–323. doi: 10.1109/LMWC.2019.2905954

6. High-performance compact di-plexers for Ku/K-band satellite applications / F. Teberio, I. Arregui, P. Soto, M. A. G. Laso, V. E. Boria, M. Guglielmi // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2017. Vol. 65, iss. 10. P. 3866–3876. doi: 10.1109/TMTT.2017.2691773

7. Compact broadband waveguide diplexer for satellite applications/ F. Teberio, I. Arregui, M. Guglielmi, A. Gomez-Torrent, P. Soto, M. A. G. Laso, V. E. Boria // IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. (IMS). San Francisco, USA, 22–27 May 2016. IEEE, 2016. P. 1–4. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540231

8. Design of wide stopband for waveguide low-pass filter based on circuit and field combined analysis / Y. Mingyu, W. Haiyang, Y. Tao, H. Biao, L. Hao, Z. Yihong, L. Tianming // IEEE Microwave and Wire-

less Components Letters. 2021. Vol. 31, iss. 11. P. 1199–1202. doi: 10.1109/LMWC.2021.3087703

9. Integration of an H-plane bend, a twist, and a filter in Ku/K-band through additive manufacturing / O. A. Peverini, M. Lumia, G. Addamo, F. Paonessa, G. Virone, R. Tascone, F. Calignano, G. Cattano, D. Manfredi // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2018. Vol. 66, iss. 5. P. 2210–2219. doi: 10.1109/TMTT.2018.2809505

10. Synthesis approach for compact Ku-band wave-guide lowpass filters with wide rejection bandwidth / M. Cetin, G. Boyacioglu, B. Alicioglu, N. Yildirim // 18th Mediterranean Microwave Symp. (MMS). Istanbul, Turkey, 31 Oct. – 02 Nov. 2018. IEEE, 2018. P. 221–224. doi: 10.1109/MMS.2018.8611878

11. High-power filter design in waveguide technology / I. Arregui, F. Teberio, I. Arnedo, J. M. Percasz, P. Martín-Iglesias, T. Lopetegui, M. A. G. Laso // IEEE Microwave Magazine. 2020. Vol. 21, iss. 6. P. 46–57. doi: 10.1109/MMM.2020.2979154

12. Chirping techniques to maximize the power-handling capability of harmonic waveguide low-pass filters / F. Teberio, I. Arregui, A. Gomez-Torrent, I. Arnedo, M. Chudzik, M. Zedler, F. Görtz, R. Jost, T. Lopetegui, M. A. G. Laso // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2016. Vol. 64, iss. 9. P. 2814–2823. doi: 10.1109/TMTT.2016.2586479

13. Соркин А. А., Соркин А. Р. Волноводный фильтр с индуктивными связями. Современные проблемы радиоэлектроники // Материалы Первой межрегион. науч. конф. Ростов-на-Дону, 2006. С. 241–243.

14. Алексеев Л. В., Знаменский А. Б., Лоткова Е. Д. Электрические фильтры метрового и дециметрового диапазонов. М.: Связь, 1976. 280 с.

15. Соркин А. Р. Малогабаритные волноводные фильтры: расчет и проектирование. ИПЦ КГТУ. Красноярск, 2002. 210 с.

Информация об авторе

Соркин Александр Анатольевич – магистр по направлению "Радиотехника" (2018), аспирант Сибирского федерального университета. Автор 6 научных работ. Сфера научных интересов – пассивные устройства и фильтры СВЧ.

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

E-mail: alexandr.sorkin.781@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7088-8373>

References

1. Macchiarella G., Gentili G. G., Tomassoni C., Bastioli S., Snyder R. V. Design of Waveguide Filters with Cascaded Singlets Through a Synthesis-Based Approach. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2020, vol. 68, iss. 3, pp. 2308–2319. doi: 10.1109/TMTT.2020.2970414

2. Ossorio J., Cogollos S., Boria V., Guglielmi M. Rectangular Waveguide Quadruplet Filter for Satellite Applications. IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. (IMS). Boston, USA, 02–07 June 2019. IEEE, 2019, pp. 1359–1362. doi: 10.1109/MWSYM.2019.8701045

3. Pelliccia L., Tomassoni C., Cacciamani F., Vallerotonda P., Sorrentino R., Galdeano J., Ernst C. Very-Compact Waveguide Bandpass Filter Based on Dual-Mode TM Cavities for Satellite Applications in Ku-band. 48th European Microwave Conf. (EuMC). Madrid, Spain, 23–27 September 2018. IEEE, 2018, pp. 93–96. doi: 10.23919/EuMC.2018.8541740

4. Bin Tang, Ying Yang, Xiaoxia Zheng. The Design of Linear Tm Mode Filters with Nonresonatingte Mode. Intern. Conf. on Computer, Control and Robotics

(ICCCR). Shanghai, China, 08–10 January 2021. IEEE, 2021, pp. 1–4. doi: 10.1109/ICCCR49711.2021.9349394

5. Bastioli S., Snyder R. V., Tomassoni C. Over-Moded Transverse Magnetic Cavity Filters for Narrow-band Millimeter-Wave Applications. IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2019, vol. 29, iss. 5, pp. 321–323. doi: 10.1109/LMWC.2019.2905954

6. Teberio F., Arregui I., Soto P., Laso M. A. G., Boria V. E., Guglielmi M. High-Performance Compact Di-Plexers for Ku/K-Band Satellite Applications. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2017, vol. 65, iss. 10, pp. 3866–3876. doi: 10.1109/TMTT.2017.2691773

7. Teberio F., Arregui I., Guglielmi M., Gomez-Torrent A., Soto P., Laso M. A. G., Boria V. E. Compact Broadband Waveguide Diplexer for Satellite Applications. IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. (IMS). San Francisco, USA, 22–27 May 2016. IEEE, 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/MWSYM.2016.7540231

8. Mingyu Y., Haiyang W., Tao Y., Biao H., Hao L., Yihong Z., Tianming L. Design of Wide Stopband for Waveguide Low-Pass Filter Based on Circuit and Field Combined Analysis. IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2021, vol. 31, iss. 11, pp. 1199–1202. doi: 10.1109/LMWC.2021.3087703

9. Peverini O. A., Lumia M., Addamo G., Paonessa F., Virone G., Tascone R., Calignano F., Cattano G., Manfredi D. Integration of an H-Plane Bend, a Twist, and A Filter in Ku/K-Band Through Additive Manufacturing. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2018, vol. 66, iss. 5, pp. 2210–2219. doi: 10.1109/TMTT.2018.2809505

10. Cetin M., Boyacioglu G., Alicioglu B., Yildirim N. Synthesis Approach for Compact Ku-Band Waveguide Lowpass Filters with Wide Rejection Bandwidth. 18th Mediterranean Microwave Symp. (MMS). Istanbul, Turkey, 31 October – 02 November 2018. IEEE, 2018, pp. 221–224. doi: 10.1109/MMS.2018.8611878

11. Arregui I., Teberio F., Arnedo I., Percas J. M., Martín-Iglesias P., Lopetegi T., Laso M. A. G. High-Power Filter Design in Waveguide Technology. IEEE Microwave Magazine. 2020, vol. 21, iss. 6, pp. 46–57. doi: 10.1109/MMM.2020.2979154

12. Teberio F., Arregui I., Gomez-Torrent A., Arnedo I., Chudzik M., Zedler M., Görtz F., Jost R., Lopetegi T., Laso M. A. G. Chirping Techniques to Maximize the Power-Handling Capability of Harmonic Waveguide Low-Pass Filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2016, vol. 64, iss. 9, pp. 2814–2823. doi: 10.1109/TMTT.2016.2586479

13. Sorkin A. A., Sorkin A. R. *Volnovodnyi fil'tr s induktivnymi svyazymi* [Waveguide Filter with Inductive Couplings]. Proc. of the Conf. Modern problems of radio electronics. Rostov-na-Donu, 2006, pp. 241–243. (In Russ.)

14. Alekseev L. V., Znamenskii A. B., Lotkova E. D. *Elektricheskie fil'try metrovogo i detsimetrovogo diapazonov* [Electric Filters for Meter and Decimeter Ranges]. Moscow, *Svyaz'*, 1976, 280 p. (In Russ.)

15. Sorkin A. R. *Malogabaritnye volnovodnye fil'try: raschet i proektirovanie* [Small-Sized Waveguide Filters: Calculation and Design]. Krasnoyarsk, IPTs KGTU, 2002, 210 p. (In Russ.)

Information about the author

Alexander A. Sorkin, Master in "Radio Engineering" (2018), Graduate student of the Siberian Federal University. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: passive devices and microwave filters.

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

E-mail: alexandr.sorkin.781@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7088-8373>

Способ пространственной обработки для радара системы контроля железнодорожного переезда

А. А. Кузин, А. В. Мякинков, К. С. Фомина, С. А. Шабалин✉

Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, Нижний Новгород, Россия

✉shabalin.semyon@yandex.ru

Аннотация

Введение. Железнодорожный (ж/д) переезд является источником повышенной опасности как для автомобилей, так и для пешеходов. Для повышения безопасности движения в зоне ж/д переезда могут быть использованы радарные системы. В качестве антенн данных систем зачастую выступают антенные решетки (АР). Основными требованиями, предъявляемыми к радару на ж/д переезде, являются широкий сектор обзора (до 90°) и в то же время высокая точность определения координат целей. Является актуальным анализ способа построения АР и пространственной обработки для автоматической системы контроля движения на ж/д переезде, позволяющий обеспечить выполнение указанных требований.

Цель работы. Разработка способа построения топологии АР и пространственной обработки радара для контроля движения на ж/д переезде, с помощью которого достигается широкий сектор обзора при высокой точности определения координат целей.

Материалы и методы. Для рассматриваемого способа построения АР использованы методы теории пространственно-временной обработки сигналов. Разработка анализируемых топологий АР выполнялась методом конечных элементов и методом конечных разностей на базе отрезков микрополосковой линии передачи.

Результаты. Разработаны способ построения заполненной приемно-передающей АР и алгоритм формирования лучей, обеспечивающие высокое угловое разрешение и однозначное измерение угловых координат цели в широком секторе обзора при относительно низкой вычислительной сложности. Выполнено математическое и электродинамическое моделирование спроектированных топологий АР. Получены уточненные оценки диаграмм направленности (ДН) передающей и приемной АР, которые с высокой степенью точности совпадают с расчетными. Представлены основные конструктивные решения, касающиеся построения АР радара системы безопасности переезда, для обеспечения широкого сектора обзора при определении координат целей.

Заключение. Показано, что ширина результирующей ДН АР может быть уменьшена в несколько раз по сравнению с шириной ДН приемной решетки при использовании двух передающих антенн, расположенных по краям апертуры. Такой подход во многом аналогичен использованию технологии ММО, но не требует обеспечения когерентности каналов передачи и применения системы ортогональных сигналов, что также определяет перспективность использования разработки.

Ключевые слова: антенная решетка, радар миллиметрового диапазона волн, суммарно-разностный метод, диаграмма направленности, микрополосковая линия

Для цитирования: Кузин А. А., Мякинков А. В., Фомина К. С., Шабалин С. А. Способ пространственной обработки для радара системы контроля железнодорожного переезда // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 5. С. 42–55. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-42-55

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 28.04.2022; принята к публикации после рецензирования 01.06.2022; опубликована онлайн 29.11.2022

A Method of Spatial Processing for a Railway Crossing Control Radar System

Andrey A. Kuzin, Aleksandr V. Miakinkov, Ksenia S. Fomina, Semen A. Shabalin✉

Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia

✉ shabalin.semyon@yandex.ru

Abstract

Introduction. Railway crossing is a source of increased danger for vehicles and pedestrians. To increase the safety of traffic at railway crossings, radar systems based on antenna arrays (AA) can be used. The important requirements for radar at a railway crossing are a wide field of view (up to 90 degrees) and, at the same time, a high accuracy in determining coordinates. Therefore, an analysis of methods for constructing AAs and spatial processing for an automatic traffic control system at a railway crossing seems to be a relevant research task.

Aim. Design of a method for constructing the topology of an AA and spatial processing of a radar system for monitoring traffic at a railway crossing, providing a wide field of view with a high accuracy in determining the coordinates of targets.

Materials and methods. The considered method was developed based on the theory of space-time signal processing. The design of the analyzed AA topologies was carried out by the finite element method (FEM) and the finite difference time domain method (FDTD) based on segments of a microstrip transmission line.

Results. A method for constructing a filled transceiver antenna array and a beamforming algorithm, which provide high angular resolution and unambiguous measurement of the target's angular coordinates in a wide field of view with relatively low computational complexity, was developed. Mathematical and electrodynamic modeling of the designed AA topologies was performed. Adjusted values of the radiation patterns (RP) of the transmitting and receiving AA were obtained, which showed good agreement with the calculated values. The main design solutions regarding the construction of AA radar for a railway crossing control system are presented to provide a wide field of view when determining the coordinates of targets.

Conclusion. It was shown that the width of the resulting RP can be reduced by several times compared to the width of the receiving RP when using two transmitting antennas located at the edges of the aperture. This approach is similar to that used in the MIMO technology, although requiring no coherence of transmission channels and use of a system of orthogonal signals. The findings determine the prospects of using the developed method.

Keywords: antenna array, millimeter wave radar, sum-difference method, directivity pattern, microstrip line

For citation: Kuzin A. A., Miakinkov A. V., Fomina K. S., Shabalin S. A. A Method of Spatial Processing for a Railway Crossing Control Radar System. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 5, pp. 42–55. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-42-55

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

Submitted 28.04.2022; accepted 01.06.2022; published online 29.11.2022

Введение. Радарные системы способны решать проблемы, связанные с контролем стратегических объектов. Одним из таких объектов может быть железнодорожный (ж/д) переезд, который является источником повышенной опасности для транспортных средств и поездов. Каждый год в России происходит несколько сотен происшествий на ж/д переездах. Для решения данной проблемы необходимо использовать автоматические системы для предупреждения приближающегося поезда о возникшей на переезде аварийной ситуации (например, автомобиль, остановившийся из-за поломки).

К системам, осуществляющим контроль ж/д переездов, предъявляются строгие требования. В частности, согласно постановлению Правительства РФ вероятность опасного отказа системы во временном интервале 2 с должна быть не более 10^{-10} [1]. Опасным отказом считается невыполнение отправки машинисту приближающегося поезда сообщения о наличии препятствия на переезде. Таким образом, обеспечение требуемого уровня вероятности опасных отказов определяет в том числе требования к характеристикам обнаружения, используемым в системе.

Для обнаружения объектов на ж/д переездах могут быть использованы сенсоры оптического диапазона – камеры и лидары. Главным их недостатком является резкое снижение характеристик при плохих погодных условиях. Радарная система не имеет данного недостатка и может рассматриваться как всепогодное устройство. В [2] рассмотрена встроенная радарная система, которая включает в себя несколько моностатических радаров и для повышения надежности обнаружения просветные радары [3], которые имеют относительно низкие характеристики в отношении разрешения и точности, но обеспечивают высокую надежность обнаружения.

Для работы радара ближнего действия, к которым можно отнести ж/д радар, возможно использование частот, соответствующих длинам волн от дециметрового до миллиметрового диапазона. В дециметровом и сантиметровом диапазонах удобно использовать частоты вблизи 2,4 и 5 ГГц, которые соответствуют диапазону Wi-Fi. В соответствии с планом радиочастот РФ в этих диапазонах выделяются полосы частот для работы систем ближней радиосвязи, которые не влияют на работу других систем, а потому не требуют специальной сертификации. С точки зрения величины эффективной площади рассеяния (ЭПР) целей, ожидаемых на ж/д переезде, эти диапазоны также подходят, так как отношение размера цели $L_{ц}$ к длине волны λ оказывается много больше единицы ($L_{ц}/\lambda \gg 1$). Одним из недостатков радаров, работающих в данных диапазонах, является относительно большой размер антенн, обеспечивающих необходимую ширину диаграммы направленности (ДН). Например, при формировании ДН с шириной луча 5° с использованием антенной решетки (АР) 5 ГГц размер апертуры должен быть более 60 см, что не всегда приемлемо для размещения в условиях инфраструктуры переезда. В диапазонах Wi-Fi для систем ближнего действия выделена относительно узкая полоса частот (не более 83 МГц в диапазоне 5 ГГц), что ограничивает возможности по разрешению целей по дальности. Кроме того, скорость транспортных средств, которые необходимо обнаружить на ж/д переезде, обычно невелика. При этом важным тре-

бованием к системе является высокая надежность при различении транспортных средств, движущихся через переезд и совершивших на нем вынужденную остановку. Опасной ситуацией по требованиям к радарам на ж/д переезде считается ложное решение о том, что объект движется со скоростью не менее 2 км/ч, в то время как он полностью остановился. С точки зрения повышения разрешения по радиальным скоростям выгодно использовать диапазоны с меньшей длиной волны.

Среди субмиллиметрового и миллиметрового диапазонов следует выделить диапазоны 24.05...24.25 и 76...77 ГГц, которые широко используются для построения автомобильных радаров в системах ADAS (Advanced Driver-Assistance System) [4–7] и системах контроля дорожного движения. На данный момент существуют подобные решения по использованию миллиметровых радаров для обнаружения объектов на железнодорожных переездах [8, 9]. Стоит отметить, что радары в диапазоне 77 ГГц, обладающие явными преимуществами по разрешающей способности, более чувствительны к погодным условиям [10]. С учетом всего вышеизложенного при проектировании радарной системы, осуществляющей контроль ж/д переезда, выбор был сделан в пользу частотного диапазона 24 ГГц.

Следует отметить, что использование готовых решений в виде автомобильных радаров для построения подобных систем недопустимо в первую очередь из-за недостаточно высоких требований к функциональной надежности. Кроме того для ж/д радара форма и размер контролируемой зоны, а также способ ее разделения на элементы разрешения сильно отличаются от случая автомобильного радара. При этом одним из ключевых компонентов радара, определяющих конфигурацию зоны обнаружения, является АР, интегрированная в высоконадежный приемопередающий модуль.

Особенностями предъявляемых требований к радарам при обнаружении объектов на ж/д переезде являются широкий сектор обзора (до 90°) и в то же время высокая точность определения координат. Последнее требование предполагает относительно высокое разрешение по угловым координатам (несколько градусов).

Очевидным решением данной задачи является использование АР, имеющей достаточно большое число каналов приема (более 20). Такое решение приводит к удорожанию радара. Кроме того, в выбранном диапазоне частот существующие приемно-передающие модули характеризуются малым количеством каналов, приходящихся на каждый модуль. Следует отметить, что широкий сектор обзора исключает уменьшение числа каналов путем объединения отдельных элементов АР в подрешетки, так как такой подход приводит к возникновению интерференционных максимумов [11, 12], подавление которых является отдельной технической задачей [11–13]. В свою очередь, появление данных максимумов приводит к неоднозначности измерения углов.

В [14] рассмотрен метод построения АР, основанный на разделении как приемной, так и передающей фазированной антенной решетки (ФАР) на подрешетки. В частности, предлагается уменьшать ширину лучей за счет увеличения приемной апертуры, состоящей из подрешеток. Для обеспечения подавления интерференционных максимумов предлагается формировать на передачу поочередно лучи, направления которых смещены относительно друг друга на шаг, определяющий сектор однозначного измерения угла. Основным недостатком этого метода являются большие размеры антенны из-за того, что угловое разрешение определяется только апертурой приемника. В этом случае требуется наличие нескольких передатчиков с АР, имеющими секторные ДН. С другой стороны, обеспечивается более высокий коэффициент усиления, чем в радаре со всенаправленным передатчиком.

Другой подход состоит в применении технологии ММО (Multiple In Multiple Out), которая может привести к снижению аппаратных затрат [8, 9, 15, 16] при увеличении вычислительной сложности. Как известно, при использовании ММО один из компонентов – передающий или приемный – является разреженным [15–17]. В связи этим одним из недостатков ММО-технологии являются потери энергии [18], которые связаны с тем, что эффективная апертура ММО-решетки заведомо меньше, чем апертура классической заполненной АР при том же

уровне разрешения по угловым координатам. Эффективная площадь разреженной решетки уменьшается в число раз, соответствующее отношению расстояния между фазовыми центрами элементов к половине длины волны. Еще одним ограничивающим фактором для реализации ММО-решетки является упомянутая особенность приемопередатчиков диапазона 24 ГГц, связанная с малым количеством каналов на модуль, что требует их взаимной фазовой синхронизации через внешние цепи, что, в свою очередь, является сложной задачей.

В [18] анализируются варианты построения АР автомобильного радара, в частности, приемная решетка, состоящая из "расшитой" части, обеспечивающей работу в так называемой ближней зоне, где необходимо обеспечить однозначность измерений в широком секторе углов. Кроме того, подрешетки, состоящие из двух и четырех столбцов, позволяют при небольшом увеличении числа каналов значительно улучшить разрешение по азимуту в "дальней" зоне, где зона обзора значительно уже и возникающие интерференционные максимумы в значительной степени подавляются ДН передающей антенны.

Стоит отметить, что для достижения оптимального сочетания эффективности в энергетическом плане и разрешения элементы передающей и приемной антенн целесообразно располагать таким образом, чтобы либо приемные, либо передающие излучатели находились на краях апертуры решетки. При наличии передающих каналов по краям и приемных каналов в центре именно апертура передающей сильно разреженной решетки определяет разрешение, так как апертура такой антенны максимальна.

Методы исследования. Структурные элементы [18] и топологии АР построены по результатам теоретического анализа, выполненного на основе теории обнаружения и разрешения сигналов, теории пространственно-временной обработки сигналов в АР и математического моделирования, реализованного в MATLAB. Кроме того, для обуздания ДН приемной антенны применяется амплитудный суммарно-разностный метод формирования луча.

Электромагнитное моделирование выполнено в пакете системы автоматизированного

проектирования ADS (Advanced Design System) методами конечных элементов и конечных разностей [19, 20] с использованием постобработки результатов моделирования.

Один из вариантов построения АР исследовался экспериментально при помощи изготовленного прототипа в условиях реального ж/д переезда.

Конструкция АР. В системе контроля движения на ж/д переезде нет необходимости формировать "дальнюю" зону, так как дальность обнаружения ограничена размером зоны ответственности (около 50 м). При этом работа в "ближней" зоне должна быть оптимизирована по разрешающей способности и точности измерения угловой координаты.

Для изучения особенностей работы радара FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) диапазона 24 ГГц и возможности его использования в условиях переезда в кооперации с АО «НПП "Салют"» разработан и изготовлен прототип на базе цифровой ФАР [1]. Для повышения надежности обнаружения объектов, приближающихся к зоне переезда, исследовалась возможность применения просветного радара, теоретические аспекты работы которого описаны, например, в [21–23].

Исследование работы прототипа выполнялось в условиях, когда через переезд двигались объекты с приблизительно известными ЭПР, в том числе автомобили и пешеходы. На рис. 1 представлена фотография радара и системы, размещенной на ж/д переезде, а также иллюстрация обнаружения объекта (человека).

При отсутствии на переезде постороннего предмета детектирование фона (местных объектов) не производится. В то же время при пересечении границы зоны ответственности реальной целью происходит обнаружение в результате превышения фонового сигнала.

Антенна данного прототипа имеет две передающие подрешетки для работы в секторе $\pm 45^\circ$ в азимутальной плоскости (рис. 1, а, 1), а приемная решетка состоит из тридцати двух приемных каналов, расположенных в четыре линии (рис. 1, а, 2). Для одновременной реализации высокого уровня разрешения по угловой координате и сокращения числа приемных каналов соседние элементы АР объединены в



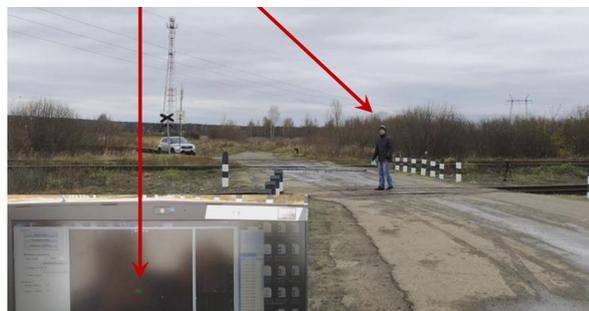
а

Позиции просветного радара Позиция отражательного радара диапазона 24 ГГц



б

Человек на ж/д переезде и соответствующая ему отметка радара



в

Рис. 1. Фотография прототипа радара (а), его размещение на ж/д переезде (б) и результат обнаружения человека (в)

Fig. 1. Photo of a radar prototype (a), its placement at a railway crossing (b) and the result of human detection (c)

подрешетки. Такое решение имеет существенный недостаток, заключающийся в возникновении интерференционных максимумов ДН приемника. Частично эти максимумы подавляются ДН передатчика. Другая проблема заключается в том, что при отклонении луча от нормали к плоскости антенны происходит увеличение уровня боковых лепестков (УБЛ) и расширение результирующего луча ДН, как следствие, ухудшение углового разрешения. На рис. 2 представлена описанная ранее

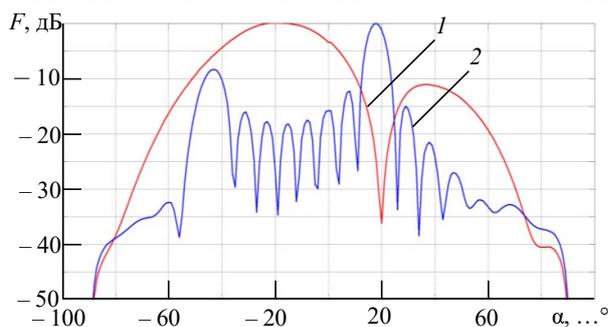


Рис. 2. Результат электродинамического моделирования передающей (1) и приемной (2) антенн прототипа

Fig. 2. The result of electrodynamic modeling of transmitting (1) and receiving (2) prototype antennas

проблема при формировании луча в направлении 45° (кривая 1 – ДН передатчика; 2 – ДН приемника). Достигнутая при исследовании прототипа разрешающая способность оказывается недостаточной при решении ряда задач, например для оценивания контура объекта, позволяющего судить о положении объекта и его габаритах.

В качестве альтернативного подхода, позволяющего повысить угловое разрешение в азимутальной плоскости, рассмотрим вариант с размещением каналов передачи на краях физической апертуры и формированием двух наборов узких передающих ортогональных лучей.

В этом случае элементы передатчика размещаются на расстоянии друг от друга, примерно равном длине приемной решетки или более (рис. 3).

Разнесение элементов антенны на расстояние, кратно превышающее длину волны, приводит к возникновению интерференционных максимумов и нулей в ДН передатчика. При этом облучение узких секторов зоны ответ-

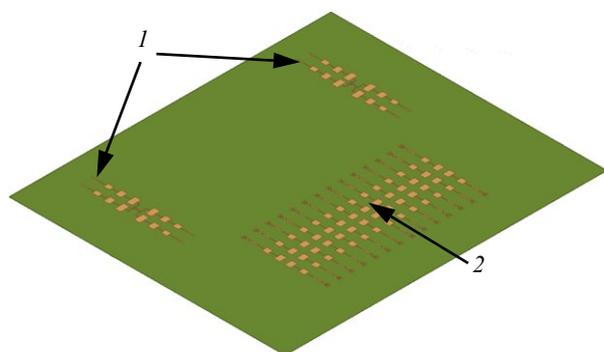


Рис. 3. Топология ФАР: 1 – передатчика; 2 – приемника

Fig. 3. The topology of PAA: 1 – transmitting part; 2 – receiving part

ственности радара в направлениях, соответствующих нулям ДН, не осуществляется либо существенно уменьшается на величину порядка -20 дБ относительно максимума. Ширина нулей в ДН передатчика и их количество зависят только от расстояния между передающими элементами активной передающей фазированной антенной решетки (АФАР). Исходя из ограничения по габаритам устройства расстояние между передающими элементами выбрано равным 9.5λ , где λ – длина волны в воздухе. Непрерывное покрытие зоны обнаружения радара обеспечивается переключением во времени между синфазным и противофазным запитыванием излучающих элементов передающей АФАР. Для этого не требуется наличие фазовращателей и когерентных передатчиков. Синфазность и противофазность запитывания элементов передающей решетки при наличии двух независимых передатчиков может быть обеспечена только лишь за счет топологии волноводных линий. Очень важным моментом является отказ от интегральных или дискретных управляемых фазовращателей, которые неизбежно вносят ошибки по фазе в пределах нескольких градусов. Такие фазовые ошибки приводят прежде всего к искажению нулей ДН и вследствие этого к уменьшению коэффициента направленного действия передающей антенны, смещению нулей и максимумов диаграммы. В отсутствие фазовращателей нули ДН определяются только геометрией антенны и симметричностью запитывающих волноводов. Геометрия антенны фиксирована, а симметрия волноводов может быть реализована без каких-либо трудностей. Таким образом, ДН передатчика с глубокими и переключаемыми нулями и максимумами будет весьма стабильной и слабо подверженной влиянию возмущающих факторов. На рис. 4 показаны две ДН передающей АФАР при синфазном (кривая 1) и противофазном (кривая 2) запитывании.

Такой подход к построению алгоритма работы передатчика в определенном смысле эквивалентен принципу работы ММО-радаров, но реализуется на передающих устройствах, не имеющих между собой когерентных связей.

Важной особенностью предлагаемого способа формирования ДН передатчика является

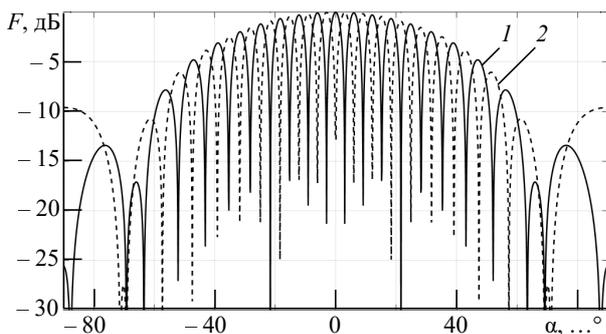


Рис. 4. ДН передающей АФАР при синфазном (1) и противофазном (2) запитывании

Fig. 4. Radiation pattern of the transmitting APAA in common mode (1) and anti-phase (2) power supply

тот факт, что два формируемых набора лучей являются ортогональными, т. е. максимумы одного набора попадают строго на нули второго набора и наоборот.

Ширина одного луча передатчика при таком способе формирования составляет от 4 до 6° в зависимости от направления. Чем сильнее отклонен луч от нормали к плоскости решетки, тем больше его ширина.

Для оценки ДН передающей антенны использовалось электромагнитное моделирование. В качестве элементов решетки использовались прямоугольные patch-антенны. При моделировании учитывались реальные размеры антенной системы, материалы и конструкция, включающая защитную крышку из ABS-пластика толщиной 1.5 мм. Использовался метод конечных элементов (Finite Element Method – FEM) как наиболее точный и обеспечивающий достоверный результат. Patch-антенны согласованы на центральную частоту рабочего диапазона и имеют линейную (вертикальную) поляризацию поля. Полученная в результате моделирования оценка ДН передающей АФАР представлена на рис. 5. Здесь так же, как и в случае теоретических ДН (рис. 4), цифрами 1 и 2 обозначены синфазный и противофазный режимы возбуждения соответственно. Ширина одного луча полученной ДН передатчика составляет 4°, что полностью совпадает с результатами расчета. К отличиям полученного результата от расчетного можно отнести нестрогую ортогональность лучей, формируемых в синфазном и противофазном режимах, что вызвано влиянием защитной крышки и фазовра-

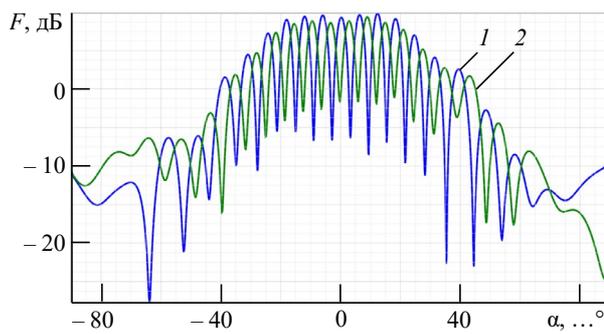


Рис. 5. Результат моделирования топологии передающей АФАР: синфазный (1) и противофазный (2) режимы возбуждения

Fig. 5. The results of modeling the transmitting APAA topology: common mode (1) and anti-phase (2) excitation modes

щателя в виде отрезка микрополосковой линии длиной $\lambda/2$. Возникшее смещение лучей составляет не более 1° и не оказывает заметного влияния на работу радара.

Построение приемной ФАР. Существуют определенные ограничения, накладываемые на максимальное и минимальное расстояния между элементами ФАР, зависящие от угла обзора радара. Минимальное расстояние ограничивается физическими размерами элемента решетки. Например, для антенн [24] это расстояние составляет 0.47 длины волны λ . Кроме того, максимальный шаг решетки d_{\max} зависит от максимального угла сканирования θ_{\max} . При отклонении на максимальный угол $\theta_{\max} = 60^\circ$ допустимое расстояние d_{\max} между элементами ФАР составляет 0.53 длины волны. Данное значение может быть получено из выражения [24]

$$d_{\max} \leq \lambda / [1 + \sin \theta_{\max}].$$

В связи с тем что сектор обзора радара составляет $\pm 45^\circ$ по азимуту, расстояние между элементами приемной ФАР выбрано равным 0.53λ в воздухе на центральной рабочей частоте. Оптимизация проводилась по УБЛ и результирующей ширине луча радара. Расстояние более 0.53λ приводит к завышению УБЛ ДН при отклонениях лучей более чем на 40° , а значит, и к ухудшению отношения сигнал-шум (ОСШ) по мощности в лучах, особенно в крайних. Меньшее расстояние между элементами решетки уменьшает линейный размер апертуры, что приводит к расширению основных лучей ДН.

В результате решения задачи оптимизации было выбрано 6 элементов для построения столбцов приемной решетки радара. Для исследований использовался метод математического моделирования с учетом реальных коэффициентов усиления ДН приемных и передающих эле-

ментов антенны. В процессе моделирования оптимизации подвергались параметры, которые сведены в таблицу. Кроме того, в топологию приемной решетки добавлены столбцы по краям, которые не подключаются к приемным каналам и служат для выравнивания ДН приемной антенны.

Оптимизируемые параметры антенны
 Optimized antenna parameters

Параметр	Оптимальное значение
Количество элементов в приемной ФАР	12 шт.
Расстояние между элементами приемной ФАР	0.53λ , эквидистантно
Расстояние между фазовыми центрами элементов передающей АФАР	9.5λ
Результрующий УБЛ в лучах	Не хуже -13 дБ
Ширина луча	$4\div 6^\circ$

На рис. 6 представлена структурная схема передатчика для питания передающей АФАР, выполненная на двух некогерентных интегральных модулях СВЧ. Многослойная печатная плата приемо-передающего модуля с антенной выполняется отдельным конструктивным элементом. С одной из внешних сторон СВЧ-платы располагаются только АР, с противоположной внешней стороны – вся топология СВЧ-линий приемников, передатчиков и сопутствующих систем.

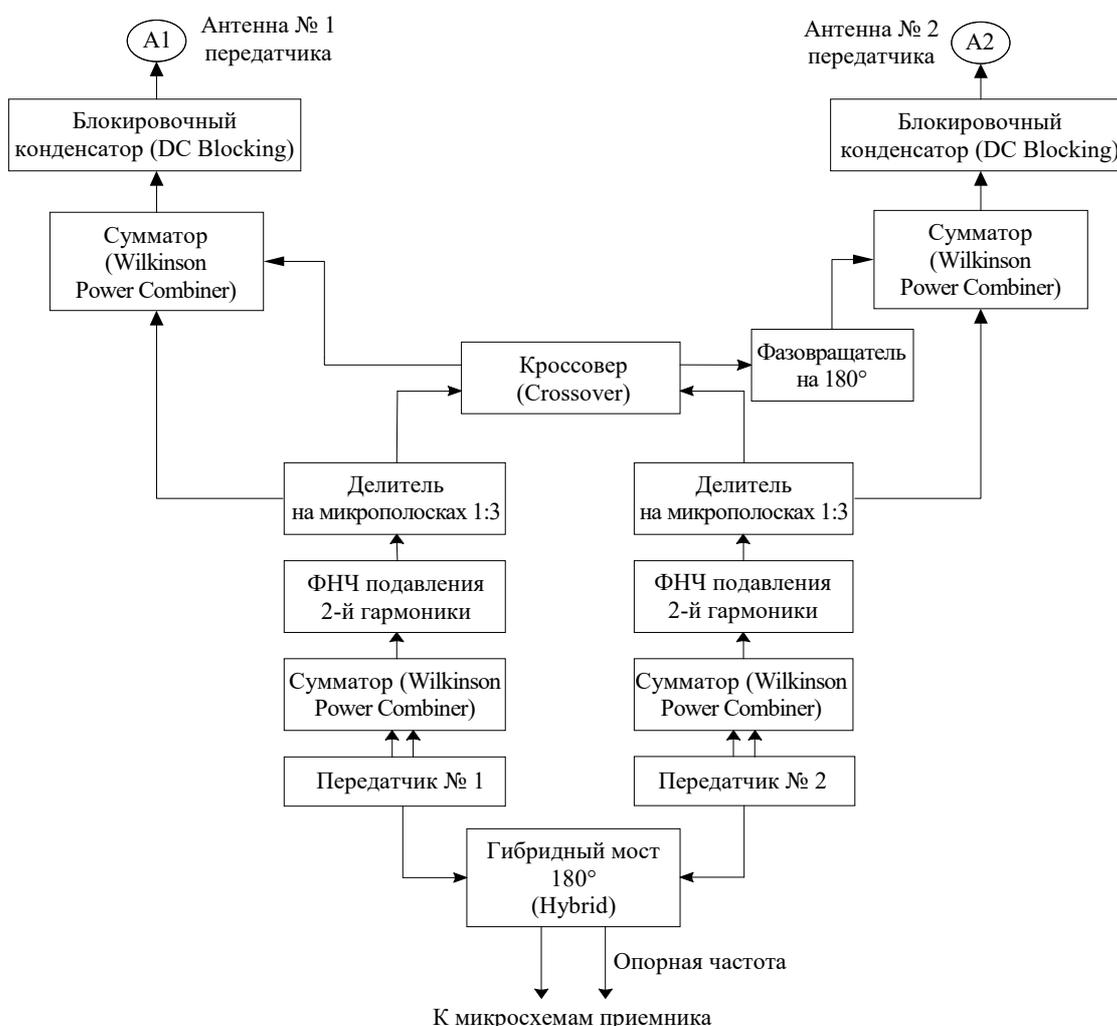


Рис. 6. Структура передающей части радара для обеспечения безопасности на ж/д переездах

Fig. 6. The structure of the radar transmitting part for ensuring safety at railway crossings

Структура СВЧ-части передатчика радара, как можно видеть из рис. 6, полностью симметрична за исключением одного фазовращателя, построенного на микрополосковой линии передачи. Фазовращатель представляет собой линию длиной $\lambda/2$, в которой набег фазы составляет 180° на центральной частоте, относительно такой же не удлиненной линии. Трансформация балансного сигнала передатчика в небалансный осуществляется при помощи 180-градусных гибридных мостов (180-Hybrid), кольцевых мостов (Rat-race Couplers) или сумматоров мощности Вилкинсона (Wilkinson Power Combiner/Splitter) [25]. В рассматриваемой структуре применяется именно последний вариант. Неравномерный делитель мощности выполняется на Т-образном делителе на микрополосковых линиях (T-Junction Divider). Кроссовер делается с несколькими перемычками (от 3 до 5) для обеспечения широкополосности согласования.

Особенности формирования лучей ДН приемной ФАР. Для уменьшения УБЛ в лучах ДН приемной АР применяются широко известные методы компенсации боковых лепестков [26–28] с использованием разности амплитуд основного и компенсационного лучей. ДН компенсационного канала может формироваться по различным алгоритмам. Одним из возможных подходов является разделение всей ФАР на две одинаковые подрешетки. Простейшим способом реализации алгоритма подавления УБЛ является получение суммарной и разностной ДН и далее вычитание по модулю разностной ДН из суммарной. Суммарный сигнал основного канала получается некогерентным сложением амплитуд с двух подрешеток. Главной особенностью компенсационного луча является формирование нуля в направлении главного максимума ДН основного канала и высокая степень корреляции формы боковых лепестков с ДН основного луча. Разностный сигнал компенсационного канала получается за счет поворота фазы комплексных коэффициентов одной из подрешеток на 180° . Тем самым формируется "острый" ноль в ДН компенсационного канала на основном направлении.

При построении лучей ДН суммирование сигналов по каналам приемника осуществляется в цифровом виде в блоке пространственной

обработки. Разделение приемной ФАР на две равные части необходимо для формирования корреляции формы боковых лепестков в основном и компенсационном каналах. Такой подход приводит к расширению основного луча приемной ДН по сравнению с шириной луча для всей апертуры, но вместе с компенсацией УБЛ происходит сужение основного лепестка приблизительно в 2 раза. Применение алгоритма компенсации позволяет использовать преимущества вычитания УБЛ при сохранении ширины основного луча приемной ДН.

Комплексная огибающая принимаемого сигнала с направления, соответствующего углу φ , для элемента антенны с номером n может быть представлена в виде

$$x_n = \exp[j2\pi d\lambda(n-1)\sin\varphi]; n = 1 \dots N, \quad (1)$$

где N – число элементов в приемной ФАР. Здесь фаза сигнала для первого элемента принята равной нулю.

Величина сигнала y в основном луче на выходе блока пространственной обработки определяется следующим выражением:

$$y = \left| \mathbf{W}_1^H(\varphi) \cdot \mathbf{x}_1(\varphi) \right| + \left| \mathbf{W}_2^H(\varphi) \cdot \mathbf{x}_2(\varphi) \right|,$$

где $\mathbf{W}_1^H(\varphi) = \mathbf{W}_2^H(\varphi)$ – комплексно-сопряженный вектор весовых коэффициентов для каждой подрешетки основного луча (H – эрмитово сопряжение); $\mathbf{x}_1(\varphi)$ и $\mathbf{x}_2(\varphi)$ – комплексные векторы подрешеток с компонентами (1).

Величина сигнала компенсационного луча на выходе блока пространственной обработки определяется выражением

$$y_k = \left| \mathbf{C}^H(\varphi) \cdot \mathbf{x}(\varphi) \right|,$$

где $\mathbf{C}^H(\varphi)$ – комплексно-сопряженный вектор весовых коэффициентов компенсационного луча.

Элементы W_{1n} и W_{2n} векторов весовых коэффициентов $\mathbf{W}_1(\varphi)$ и $\mathbf{W}_2(\varphi)$ основного луча вычисляются как

$$\begin{cases} W_{1n} = \exp[j2\pi d\lambda(n-1)\sin\varphi]; 1 \leq n \leq 6; \\ W_{2n} = \exp[j2\pi d\lambda(n-7)\sin\varphi]; 7 \leq n \leq 12. \end{cases}$$

Элементы C_n вектора весовых коэффициентов $C(\varphi)$ компенсационного луча вычисляются как

$$\begin{cases} C_n = \exp[j2\pi d\lambda(n-1)\sin\varphi]; 1 \leq n \leq 6; \\ C_n = -\exp[j2\pi d\lambda(n-1)\sin\varphi]; 6 < n \leq 12. \end{cases}$$

Подавление УБЛ приемной ФАР осуществляется в соответствии с выражением

$$s(t) = |y(t) - y_k(t)|.$$

На рис. 7 показан множитель приемной решетки основного (кривая 1) и компенсационного (кривая 2) каналов. Достаточно точное совпадение диаграмм достигается за счет использования разделения пополам ФАР приемника для формирования основного и компенсационного каналов. ДН компенсационного канала повторяет форму боковых лепестков главного луча, чтобы после вычитания амплитуд получить разность, близкую к нулю.

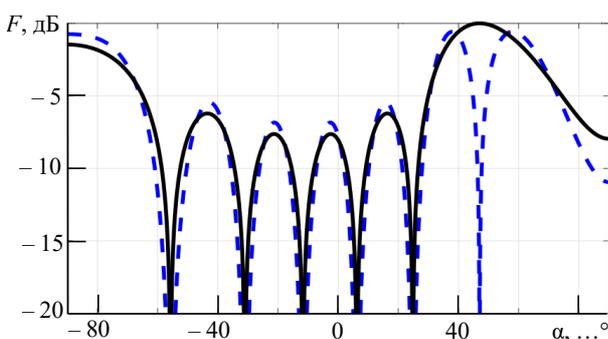


Рис. 7. Множитель приемной решетки для лучей в направлении $+47.5^\circ$: основной канал (1), соответствующий ему компенсационный канал (2)

Fig. 7. The array factor of the receiving PAA for the beams that are formed in the direction $+47.5^\circ$: the main channel (1) and the respective compensation channel (2)

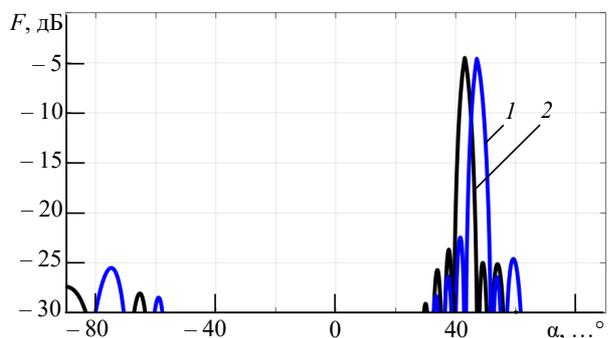


Рис. 8. ДН двух соседних лучей, сформированных в направлениях $+47.5^\circ$ (1) и $+43.2^\circ$ (2) с учетом идеальной ДН передающей ФАР и с использованием компенсационного канала

Fig. 8. The RP of two neighboring beams that are formed in the directions $+47.5^\circ$ (1) and $+43.2^\circ$ (2), taking into account the ideal RP of the transmitting PAA and using the compensation channel

Представляет интерес рассмотрение двух смежных приемных лучей с учетом ДН синфазного и противофазного периодов работы передающей АФАР. Смежные лучи, сформированные приемной ФАР с учетом идеальной ДН передающей АФАР в направлении $+47.5^\circ$ и $+43.2^\circ$, показаны на рис. 8.

Как было отмечено, УБЛ принимает максимальное значение при больших отклонениях луча ДН приемника. В связи с этим исследовалось влияние компенсационного луча на примере отклонения в направлении $+47.5^\circ$, которое относится к крайнему лучу для сектора обзора $\pm 45^\circ$.

УБЛ луча при приеме отраженных сигналов от объектов без использования компенсационного канала составляет около -7 дБ (кривая 1), а с использованием компенсационного канала составляет -19 дБ (кривая 2). Данные результаты представлены на рис. 9. Таким образом, ис-

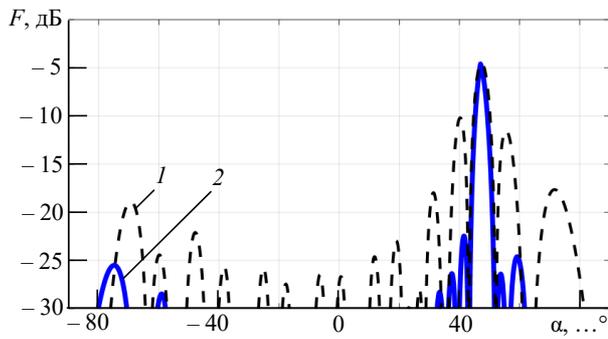


Рис. 9. ДН для луча, сформированного в направлении $+47.5^\circ$ без использования компенсационного канала (1) и с использованием компенсационного канала (2) с учетом идеальной ДН передающей АФАР

Fig. 9. RP for a beam formed in the direction $+47.5^\circ$ without using compensation channel (1) and using compensation channel (2), taking into account the ideal pattern of the transmitting APAA

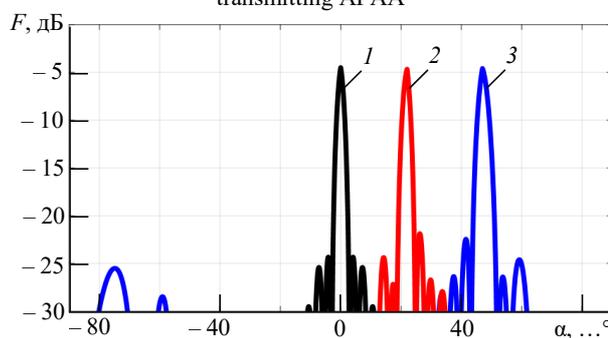


Рис. 10. Результирующие ДН центрального (1) и двух боковых лучей (2 и 3) радара с использованием компенсационных каналов и реальной ДН передающей АФАР

Fig. 10. The resulting RP of the central (1) and two side beams (2 and 3) of the radar using compensation channels and a real RP of the transmitting APAA

пользование компенсационного канала приводит к существенному снижению УБЛ.

Вместе с уменьшением УБЛ использование компенсационного канала дает сужение основного лепестка в лучах ДН приемника.

На рис. 10 показаны результирующие ДН трех лучей (в направлении на 0; +25; +45.7°, кривые 1, 2, 3 соответственно) с учетом характеристик направленности передающей АФАР, приемной ФАР и вычитанием компенсационного канала. Как видно из рис. 10, УБЛ в лучах сильно зависит от направления, но не превышает уровень –19 дБ.

Заключение. В данной статье предложен подход к формированию узкого луча ДН в радаре диапазона 24 ГГц для системы контроля движения на железнодорожном переезде. Полученные результаты показывают, что предложенная методика обеспечивает улучшение углового разрешения при отсутствии требований

к когерентности широко разнесенных каналов передачи. За счет работы передатчика в синфазном и дифференциальном режимах устойчивость формирования луча обеспечивается только геометрической симметрией питающих микрополосковых линий в отличие от традиционного ММО-подхода, когда требуется строгая когерентность ортогональных каналов. Показано, что результирующая ширина луча АР может быть уменьшена в несколько раз по сравнению с шириной луча приемной решетки за счет использования двух всенаправленных передающих антенн, выполненных в виде передающих столбцов, расположенных по краям апертуры. При этом предлагаемая антенна имеет значительно более низкий УБЛ ДН по сравнению с традиционной. Такой подход практически аналогичен методике ММО, но без каких-либо требований когерентности к каналам передачи.

Список литературы

1. Railway safety radar system with use of FSR / A. G. Ryndyk, A. V. Myakinkov, D. M. Balashova, V. N. Burov, S. A. Shabalin, A. D. Mikhaylov // Proc. of 2021 21st Intern. Radar Symp. (IRS), Berlin, Germany. 21–22 June 2021. IEEE, 2021. doi: 10.23919/IRS51887.2021.9466229
2. Cherniakov M. Bistatic Radar: principles and practice. Chichester: John Wiley & Sons, 2007. 518 p. doi: 10.1002/9780470035085
3. Rohling H. Automotive radar // Proc. SPIE 5484, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments II. 2004. doi: 10.1117/12.569057
4. Schneider M. Automotive radar – status and trends // Proc. of German Microwave Conf., Ulm, Germany, 2005. P. 144–147.
5. Waldschmidt C., Hasch J., Wolfgang M. Automotive radar – from first efforts to future systems // IEEE J. of Microwaves. 2021. Vol. 1, № 1. P. 135–148. doi: 10.1109/JMW.2020.3033616
6. Development of the automotive radar for the systems of adaptive cruise control and automatic emergency breaking / V. N. Burov, A. A. Kuzin, A. V. Myakinkov, A. D. Pluzhnikov, A. G. Ryndyk, R. S. Fadeev, S. A. Shabalin, P. S. Rogov // Proc. of 2019 Intern. Conf. on Eng. and Telecommunication (EnT), Dolgoprudny, Russia, 20–21 Nov. 2019. IEEE, 2019. doi: 10.1109/EnT47717.2019.9030600
7. Railway level crossing obstruction detection using MIMO radar / A. H. Narayanan, P. Brennan, R. Benjamin, N. Mazzino, G. Bochetti, A. Lancia // 8th European Radar Conf., Manchester, UK, 12–14 Dec. 2011. IEEE, 2011.
8. Foreign objects intrusion detection using millimeter wave radar on railway crossings / H. Cai, F. Li, D. Gao, Y. Yang, S. Li, K. Gao, A. Qin, C. Hu, Z. Huang // 2020 IEEE Intern. Conf. on Systems, Man, and Cybernetics (SMC), Toronto, Canada, 14 Dec. 2020. IEEE, 2020. doi: 10.1109/SMC42975.2020.9282881
9. Signal degradation through sediments on safety-critical radar sensors / M. G. Ehrnsperger, U. Siart, M. Moosbühler, E. Daporta, T. F. Eibert // Adv. RadioSci. 2019. Vol. 17. P. 91–100. doi: 10.5194/ars-17-91-2019
10. Waite J. L., Arnold D. V. Interferometric radar principles in track hazard detection to improve safety // IGARSS 2000. IEEE 2000 Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp. Taking the Pulse of the Planet: The Role of Remote Sensing in Managing the Environment. Proceedings (Cat. No.00CH37120), Honolulu, USA, 24–28 July 2000. IEEE, 2002. doi: 10.1109/IGARSS.2000.859622
11. Iqbal Z., Pour M. Grating Lobe Mitigation in Scanning Planar Phased Array Antennas // 2019 IEEE Intern. Symp. on Phased Array System & Technology (PAST), Waltham, USA, 15–18 Oct. 2019. IEEE, 2019. P. 1–3. doi: 10.1109/PAST43306.2019.9020996
12. Tashtarian G., Majedi M. S. Grating lobes reduction in linear arrays composed of subarrays using PSO // 2019 Intern. Symp. on Networks, Computers and Communications (ISNCC), Istanbul, Turkey, 18–20 June 2019. IEEE, 2019. P. 1–6. doi: 10.1109/ISNCC.2019.8909108
13. Khalilpour J., Ranjbar J., Karami P. A novel algorithm in a linear phased array system for side lobe and grating lobe level reduction with large element spacing // Analog Integrated Circuits and Signal Processing. 2020. Vol. 104. P. 265–275. doi: 10.1007/s10470-020-01612-1

14. Pirkani A. A., Pooni S., Cherniakov M. Implementation of MIMO beamforming on an OTS FMCW automotive radar // *IRS 2019, Intern. Radar Symp., Ulm, Germany, 26–28 June 2019*. IEEE, 2019. 8 p. doi: 10.23919/IRS.2019.8768103
15. Engels F., Wintermantel M., Heidenreich P. Automotive MIMO radar angle estimation in the presence of multipath // *European Radar Conf. (EURAD), Nuremberg, Germany, 11–13 Oct. 2017*. IEEE, 2017. doi: 10.23919/EURAD.2017.8249152
16. Hehenberger S. P., Yarovoy A., Stelzer A. A 77-GHz FMCW MIMO radar employing a non-uniform 2D antenna array and substrate integrated waveguides // *2020 IEEE MTT-S Intern. Conf. on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM), Linz, Austria, 23–23 Nov. 2020*. IEEE, 2020. doi: 10.1109/ICMIM48759.2020.9299059
17. Radar subsystems of autonomous mobile robotic systems for studying tsunamis in the coastal zone / P. O. Beresnev, A. A. Kurkin, A. A. Kuzin, A. V. Myakinkov, E. N. Pelinovsky, A. G. Ryn dyk, S. A. Shabalin // *Science of Tsunami Hazards*. 2020. Vol. 39, iss. 3. P. 137–155. doi: 10.1109/ICMIM48759.2020.9299059
18. Millimeter-wave phased antenna array for automotive radar / A. A. Kuzin, A. V. Myakinkov, A. G. Ryn dyk, S. A. Shabalin // *Proc. Intern. Radar Symp., Ulm, Germany, 26–28 June 2019*. IEEE, 2019. doi: 10.23919/IRS.2019.8768182
19. Банков С. Е., Курушин А. А. Электродинамика и техника СВЧ для пользователей САПР. М.: Солон-пресс, 2017. 316 с.
20. Use of subarrays in a linear array for improving wide angular scanning performance / F. S. Akbar, L. P. Lighthart, G. Hendratoro, I. E. Lager // *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. P. 135290–135299. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2941398
21. Многопозиционная просветная радиолокационная система с подвижными позициями / А. В. Мякиньюков, Д. М. Смирнова, А. А. Кузин, В. Н. Буров // *Датчики и системы*. 2015. № 11. С. 21–27.
22. Бляхман А. Б., Мякиньюков А. В., Рындьк А. Г. Измерение координат целей в трехкоординатных бистатических радиолокационных системах с обнаружением на просвет // *Радиотехника и электроника*. 2006. Т. 51, № 4. С. 422–427.
23. Бляхман А. Б., Мякиньюков А. В., Рындьк А. Г. Пространственно-временная обработка сигналов в бистатической просветной радиолокационной системе с антенной решеткой // *Радиотехника и электроника*. 2004. Т. 49, № 6. С. 707–712.
24. Kumari P., Mitra E., Mandal D. Wide null control of compact multiple antenna terminals using PSO // *2017 Intern. Electrical Engineering Congress (IEEECON), Pattaya, Thailand, 08–10 March 2017*. IEEE, 2017. doi: 10.1109/IEEECON.2017.8075847
25. Pozar D. M. *Microwave engineering*. 4th ed. NY: John Wiley & Sons, Inc., 2012. 752 p.
26. Balanis C. A. *Antenna theory: analysis and design*. NY: John Wiley & Sons Inc., 2016. 1095 p.
27. Sedivy P. Radar sidelobe canceller performance evaluation // *2013 Conf. on Microwave Techniques (COMITE), Pardubice, Czech Republic, 17–18 Apr. 2013*. IEEE, 2013. doi: 10.1109/COMITE.2013.6545067
28. Ward J., Compton R. T. Sidelobe level performance of adaptive sidelobe canceller arrays with element reuse // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1990. Vol. 38, iss. 10. P. 1684–1693. doi: 10.1109/8.59783

Информация об авторах

Кузин Андрей Алексеевич – доцент (2013) кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева (НГТУ). Автор 40 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603950, Россия

E-mail: kuzin_andrey@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1857-776X>

Мякиньюков Александр Валерьевич – доктор технических наук (2013), доцент (2010), профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева (НГТУ). Директор Института радиоэлектроники и информационных технологий (ИРИТ) НГТУ. Автор 100 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация; цифровая обработка сигналов.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603950, Россия

E-mail: redvillage@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6952-4134>

Фомина Ксения Сергеевна – окончила Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева (НГТУ) по специальности "Конструирование и технология электронных средств" (2020), инженер, аспирант и ассистент кафедры информационных радиосистем НГТУ. Автор 20 научных работ. Сфера интересов – радиолокация, микроэлектронные системы.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603950, Россия

E-mail: ksf96@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0531-209X>

Шабалин Семен Андреевич – окончил Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева (НГТУ) по специальности "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2018), инженер, ассистент кафедры информационных радиосистем НГТУ. Автор 15 научных работ. Сфера интересов – радиолокация, антенны и СВЧ-устройства.

Адрес: Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603950, Россия

E-mail: shabalin.semyon@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7772-4857>

References

1. Ryndyk A. G., Myakinkov A. V., Balashova D. M., Burov V. N., Shabalin S. A., Mikhaylov A. D. Railway Safety Radar System with Use of FSR. Proc. of 2021 21st Intern. Radar Symp. (IRS). Berlin, Germany, 21–22 June 2021. IEEE, 2021. doi: 10.23919/IRS51887.2021.9466229
2. Cherniakov M. Bistatic Radar: Principles and Practice. Chichester, John Wiley & Sons, 2007, 518 p. doi: 10.1002/9780470035085
3. Rohling H. Automotive Radar. Proc. SPIE 5484, Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments II. 2004. doi: 10.1117/12.569057
4. Schneider M. Automotive Radar – Status and Trends. Proc. of German Microwave Conf. Ulm, Germany. 2005, pp. 144–147.
5. Waldschmidt C., Hasch J., Wolfgang M. Automotive Radar – from First Efforts to Future Systems. IEEE Journal of Microwaves. 2021, vol. 1, no. 1, pp. 135–148. doi: 10.1109/JMW.2020.3033616
6. Burov V. N., Kuzin A. A., Myakinkov A. V., Pluzhnikov A. D., Ryndyk A. G., Fadeev R. S., Shabalin S. A., Rogov P. S. Development of the Automotive Radar for the Systems of Adaptive Cruise Control and Automatic Emergency Breaking. Proc. of 2019 Intern. Conf. on Eng. and Telecommunication (EnT). Dolgoprudny, Russia. 20–21 November 2019. IEEE, 2019. doi: 10.1109/EnT47717.2019.9030600
7. Narayanan A. H., Brennan P., Benjamin R., Mazzino N., Bochetti G., Lancia A. Railway Level Crossing Obstruction Detection Using MIMO Radar. 8th European Radar Conf. Manchester, UK, 12–14 December 2011. IEEE, 2011.
8. Cai H., Li F., Gao D., Yang Y., Li S., Gao K., Qin A., Hu C., Huang Z. Foreign Objects Intrusion Detection Using Millimeter Wave Radar on Railway Crossings. 2020 IEEE Intern. Conf. on Systems, Man, and Cybernetics (SMC). Toronto, Canada, 14 December 2020. IEEE, 2020. doi: 10.1109/SMC42975.2020.9282881
9. Ehrnsperger M. G., Siart U., Moosbühler M., Daporta E., Eibert T. F. Signal Degradation through Sediments on Safety-Critical Radar Sensors. Adv. RadioSci. 2019, vol. 17, pp. 91–100. doi: 10.5194/ars-17-91-2019
10. Waite J. L., Arnold D. V. Interferometric Radar Principles in Track Hazard Detection to Improve Safety. IGARSS 2000. IEEE 2000 Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp. Taking the Pulse of the Planet: The Role of Remote Sensing in Managing the Environment. Proceedings (Cat. No.00CH37120). Honolulu, USA, 24–28 July 2000. IEEE, 2002. doi: 10.1109/IGARSS.2000.859622
11. Iqbal Z., Pour M. Grating Lobe Mitigation in Scanning Planar Phased Array Antennas. 2019 IEEE Intern. Symp. on Phased Array System & Technology (PAST). Waltham, USA, 15–18 October 2019. IEEE, 2019, pp. 1–3. doi: 10.1109/PAST43306.2019.9020996
12. Tashtarian G., Majedi M. S. Grating Lobes Reduction in Linear Arrays Composed of Subarrays Using PSO. 2019 Intern. Symp. on Networks, Computers and Communications (ISNCC). Istanbul, Turkey, 18–20 June 2019. IEEE, 2019, pp. 1–6. doi: 10.1109/ISNCC.2019.8909108
13. Khalilpour J., Ranjbar J., Karami P. A Novel Algorithm in a Linear Phased Array System for Side Lobe and Grating Lobe Level Reduction with Large Element Spacing. Analog Integrated Circuits and Signal Processing. 2020, vol. 104, pp. 265–275. doi: 10.1007/s10470-020-01612-1
14. Pirkani A. A., Pooni S., Cherniakov M. Implementation of MIMO Beamforming on an OTS FMCW Automotive Radar. IRS 2019, Intern. Radar Symp. Ulm, Germany, 26–28 June 2019. IEEE, 2019, 8 p. doi: 10.23919/IRS.2019.8768103
15. Engels F., Wintermantel M., Heidenreich P. Automotive MIMO Radar Angle Estimation in the Presence of Multipath. European Radar Conf. (EURAD). Nuremberg, Germany, 11–13 October 2017. IEEE, 2017. doi: 10.23919/EURAD.2017.8249152
16. Hehenberger S. P., Yarovoy A., Stelzer A. A 77-GHz FMCW MIMO Radar Employing a Non-Uniform 2D Antenna Array and Substrate Integrated Waveguides. 2020 IEEE MTT-S Intern. Conf. on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM), Linz, Austria, 23–23 November 2020. IEEE, 2020. doi: 10.1109/ICMIM48759.2020.9299059
17. Beresnev P. O., Kurkin A. A., Kuzin A. A., Myakinkov A. V., Pelinovsky E. N., Ryndyk A. G., Shabalin S. A. Radar Subsystems of Autonomous Mobile Robotic Systems for Studying Tsunami in the Coastal Zone. Science of Tsunami Hazards, 2020, vol. 39, iss. 3, pp. 137–155. doi: 10.1109/ICMIM48759.2020.9299059
18. Kuzin A. A., Myakinkov A. V., Ryndyk A. G., Shabalin S. A. Millimeter-Wave Phased Antenna Array for Automotive Radar. Proc. Intern. Radar Symp. Ulm, Germany, 26–28 June 2019. IEEE, 2019. doi: 10.23919/IRS.2019.8768182
19. Bankov S. E., Kurushin A. A. *Elektrodinamika i tekhnika SVCh dlya pol'zovatelei SAPR* [Electrody-

namics and Microwave Technology for CAD Users]. Moscow, *Solon-press*, 2017, 316 с. (In Russ.)

20. Akbar F. S., Lighthart L. P., Hendratoro G., Lager I. E. Use of Subarrays in a Linear Array for Improving Wide Angular Scanning Performance. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 135290–135299. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2941398

21. Myakinkov A. V., Smirnova D. M., Kuzin A. A., Burov V. N. Multi-Static Forward Scatter Radar with Moving Positions Sensors & Systems. *Sensors & Systems*. 2015, no. 11, pp. 23–29. (In Russ.)

22. Blyakhman A. B., Myakinkov A. V., Ryndyk A. G. Measurement of Target Coordinates in Three-Dimensional Bistatic Forward-Scattering Radar. *J. of Communications Technology and Electronics*. 2006, vol. 51, no. 4, pp. 397–402. (In Russ.)

23. Blyakhman A. B., Myakinkov A. V., Ryndyk A. G. Space-Time Signal Processing in a Bistatic Forward-Scattering Radar System with an Array Antenna. *J. of*

Communications Technology and Electronics. 2004, vol. 49, no. 6, pp. 664–669. (In Russ.)

24. Kumari P., Mitra E., Mandal D. Wide Null Control of Compact Multiple Antenna Terminals Using PSO. 2017 Intern. Electrical Engineering Congress (iEECON), Pattaya, Thailand, 08–10 March 2017. IEEE, 2017. doi: 10.1109/IEECON.2017.8075847

25. Pozar D. M. *Microwave Engineering*. 4th Ed. NY, John Wiley & Sons, Inc., 2012, 752 p.

26. Balanis C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. NY, John Wiley & Sons Inc., 2016, 1095 p.

27. Sedivy P. Radar Sidelobe Canceller Performance Evaluation. 2013 Conf. on Microwave Techniques (COMITE). Pardubice, Czech Republic, 17–18 April 2013. IEEE, 2013. doi: 10.1109/COMITE.2013.6545067

28. Ward J., Compton R. T. Sidelobe Level Performance of Adaptive Sidelobe Canceller Arrays with Element Reuse. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1990, vol. 38, iss. 10, pp. 1684–1693. doi: 10.1109/8.59783

Information about the authors

Andrey A. Kuzin, Associate Professor (2013) of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 40 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; digital signal processing.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia
E-mail: kuzin_andrey@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1857-776X>

Aleksandr V. Miakinkov, Dr Sci. (Eng.) (2013), Associate Professor (2010), Professor of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev (NNSTU). Director of the Institute of Radio Electronics and Informational Technology NNSTU. The author of 100 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; digital signal processing.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia
E-mail: redvillage@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6952-4134>

Ksenia S. Fomina, graduated from Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev with a degree "Design and technology of electronic means", engineer, Postgraduate and Assistant of the Department of Informational Radio Systems of NNSTU. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; microelectronic systems.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia
E-mail: ks96@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0531-209X>

Semen A. Shabalin, graduated from Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev with a degree "Radio-electronic systems and complexes", Engineer, Assistant of the Department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 15 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; antennas and microwave devices.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia
E-mail: shabalin.semyon@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7772-4857>

Research and Design of an X-Band UHF Power Amplifier

Xuan Luong Nguyen¹, Thanh Thuy Dang Thi¹,
Phung Bao Nguyen²✉, Van Bac Nguyen²

¹VNU University of Science, Hanoi, Vietnam

²Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

✉ nguyenphungbao@lqdtu.edu.vn

Abstract

Introduction. A method for designing power amplifiers for use in the transmitting channels of X-band transceiver modules is investigated. The design process was aimed at optimizing the relationship between the basic amplifier characteristics, including the operating frequency band, output power level, output linearity, high harmonics suppression, etc.

Aim. Investigation of a method for designing an X-band UHF power amplifier, which is capable of optimizing the relationship between its main characteristics.

Materials and methods. Theoretical calculations were combined with experimental studies into the design of a UHF power amplifier. The stages of the design process are described in detail, including major ideas, principal circuits, and strip circuits. Evaluations were conducted using the Keysight ADS high frequency circuit simulation tool.

Results. A method for designing X-band UHF power amplifiers on the basis of a close combination of theory, simulation, and experimental adjustment was described in detail.

Conclusion. A prototype of an X-band PA was developed; an approach to developing a methodology for manufacturing, measuring, and testing X-band PAs is described.

Keywords: ultra-high-frequency power amplifier (UHF PA), power amplifier element (PA element), power added efficiency (PAE)

For citation: Xuan Luong Nguyen, Thanh Thuy Dang Thi, Phung Bao Nguyen, Van Bac Nguyen. Research and Design of an X-Band UHF Power Amplifier. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 5, pp. 56–66. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-56-66

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

Acknowledgements. The paper is part of the scientific and technological project "Research and design of multifunctional radio navigation systems X-band" chaired by the Research Institute of Radio Positioning Systems SRV.

Submitted 05.07.2022; accepted 09.08.2022; published online 29.11.2022

Introduction. Ultra-high-frequency (UHF) power amplifiers (PA) are indispensable components in the transmitting channels of modern radio engineering systems, such as multi-function radio navigation systems based on digital phased antenna arrays [1, 16]. Success in creating high-performance power amplifiers (WPAs) with a sufficiently wide frequency band is determined by a combination of calculation methods, optimal circuitry, rational design, and advanced active device technology. Moreover, these components are closely intertwined and cannot be considered in isolation. The quality of PAs is determined by their basic characteristics, including the operating frequency band, output power level, gain, power added efficiency (PAE), nonlinear distortion (ND), etc. [2, 3]

Numerous works have described approaches to the design of UHF PAs capable of simultaneously ensuring (or weighted priority) the above characteristics [2–4, 8–11, 14]. Some typical approaches include those based on:

- application of some special mods (or their combinations) of the amplifier element in order to ensure the selected PA characteristics [4–9, 11];
- a response to each independent characteristic to be developed and ensured by the corresponding in-dependent circuit [12];
- a general analysis of the theory and methodology, as well as technical requirements of systems capable of establishing the relationship between the UHF PA characteristics. This approach is aimed at providing solutions to ensure the maximum objective functionality of the entire system [10].

According to [3], the former two approaches provide relatively simple solutions to the requirements set for UHF PAs. This particularly concerns the second approach. However, such products are frequently characterized by a complex design, large size, high production costs, and the difficulty of technical maintenance.

In this work, rather than proposing a new approach, we carry out an in-depth study and specification of a design method based on the third approach, which can be conventionally referred to as a design method based on theoretical calculations combined with experimental adjustments. The essence of this approach is illustrated by an example of UHF PA design in the X-band.

The paper is organized as follows. First, we

present an approach to designing an X-band UHF PA that optimizes the ratio between its important parameters. Then we describe the design process and investigate the developed system. Finally, some conclusions are drawn.

The process of designing an X-band UHF PA.

Input specifications. The input specifications for PA design are presented in Tab. 1.

Tab. 1. Input specifications for design PA

№	Input specification	Value
1	Frequency range, GHz	8.9...9.8
2	Output power at compression point 1dB P_{1dB} , dBm	36
3	Power gain, dB	11
4	PAE, %	~40

The design process includes the following steps: selection of an amplifier element; circuit selection and setting the static operating point; estimation of load/source impedances; impedance matching circuit design; voltage divider circuit design, etc. The basic expressions for theoretical calculations can be found in the design materials published as recommendations. Care should be taken to ensure optimal matching of the main characteristics of the amplifier based on not only theoretical statements, but also experimental adjustments.

Selection of the amplifier element.

1. Based on the input specifications, we preliminarily selected an MMIC transistor, which is a TGF2977-SM transistor based on a high electronic mobility technology (HEMT) manufactured by the Quorvo company as a UHF amplifier element with a broadband. The main parameters of TGF2977-SM are presented in Tab. 2 [17, 18].

Tab. 2. The main parameters of TGF2977-SM

№	Input specification	Value
1	Frequency range, GHz	DC ÷ 12
2	Output power at compression point 3 dB P_{3dB} , W	~5W
3	Linear power gain, dB	13 _{$f=9.4Gz$}
4	PAE at compression point 3 dB P_{3dB} , %	≥ 50
5	Operating Voltage, V	32
6	Capable of working in both pulsed and continuous mode	

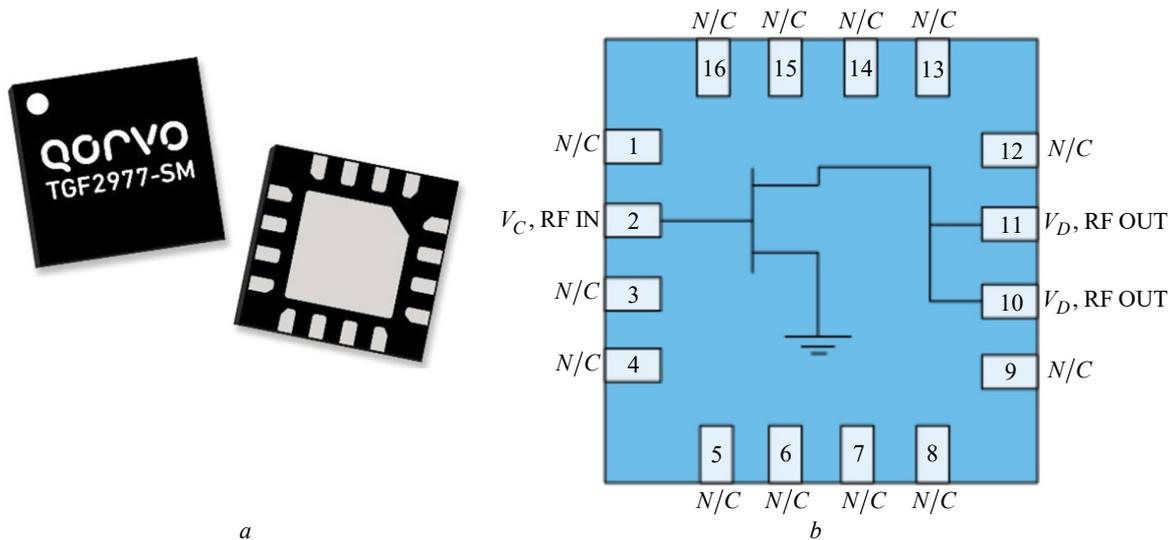


Fig. 1. Actual representation (a) and the QFN functional pin assignment (b) of TGF2977-SM

The accuracy of the selected transistor model was verified using the Keysight ADS high-frequency circuit simulation tool [19, 20].

Fig. 1 shows the actual representation (a) and the QFN-type functional pin assignment (b) of TGF2977-SM.

2. According to [18], the model for the TGF2977-SM element, referred to as HMT-QOR-TGF2977-SM-01, is a large-signal non-linear model whose parameters are extracted from a large-signal model. This data is mapped against scatter matrix measurements $[S]$ and load data of a large Load and Pull signal in the range 6...11 GHz. Fig. 2, a shows the HMT-QOR-TGF2977-SM-01 reference plane. Fig. 2, b demonstrates the element pins (after packaging) for data output (by Keysight ADS high-frequency circuit simulation tool).

3. Validation of the large signal model is of particular importance in UHF PA design, since this model allows the characteristics of the amplifier to be accurately determined. This process is carried

out using load and source pull measurements [19]. The validation process is performed under the condition: $f = 9$ GHz; voltage drain-source $V_{DS} = 32$ V; current flowing through drain-source $I_{DS} = 25$ mA; the characteristic impedance of 15 Ω and room temperature 25 $^{\circ}$ C. The output power (at the compression point of 3 dB) and PAE for the HMT-QOR-TGF2977-SM-01 model and for the actual component TGF2977-SM are shown in Fig. 3.

The sets of source and load impedance values used to perform simulations based on the model and actual measurements are as follows:

$$Z_{S1} = 27.849 - j^* 42.543;$$

$$Z_{S2} = 31.385 + j^* 22.690;$$

$$Z_{S3} = 10.806 + j^* 0.743;$$

$$Z_{L2} = 15.190 + j^* 11.058;$$

$$Z_{L3} = 10.421 + j^* 3.104.$$

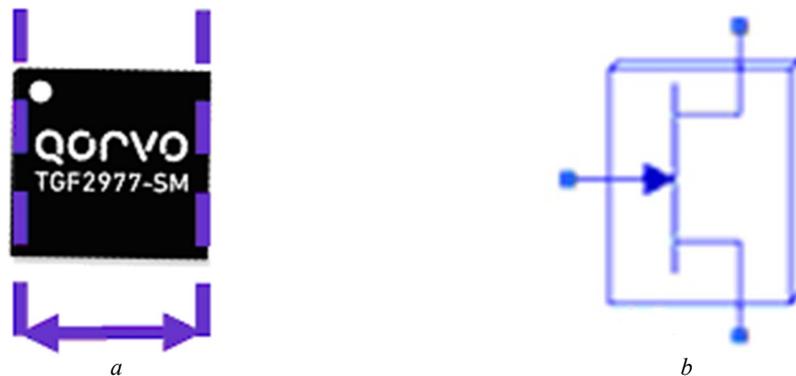


Fig. 2. Reference plane (a) and pins for measurements (after packaging) (b) of HMT-QOR-TGF2977

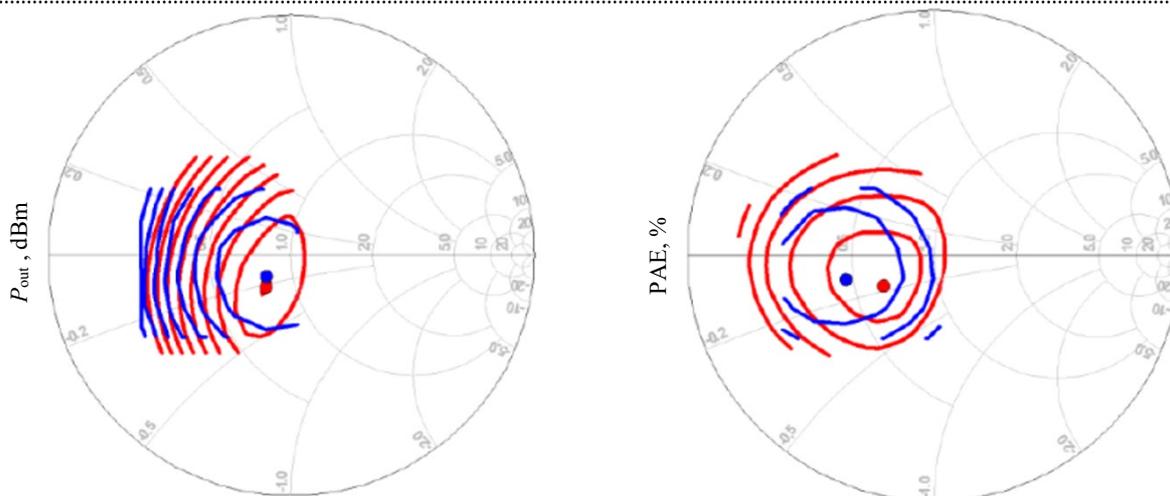


Fig. 3. Output power (at the compression point of 3 dB) and PAE results for the model (red) and for the actual element (blue)

Tab. 3. The optimal impedance of the model and of the real PA element at the f_0

Types	Optimum impedance for power, Ω	Maximum capacity, dBm	Optimum impedance for PAE, Ω	PAE _{max} , %
Model	$11.5 - j3.3$	37.8	$9.5 - j2.8$	52.3
Real PA	$12 - j2.3$	36.9	$6.9 - j1.8$	51.4

The data from Fig. 3 is used to determine impedances at f_0 of the model and actual PA element (component) as shown in Tab. 3.

Circuit selection and setting of the static operating point.

1. In order to simplify the design and to ease measurement and adjustment procedures when scaling the production process, we selected the circuit diagram of a single amplifier based on the TGF2977-SM transistor with a common source (CS) to provide the gain ratio and output power.

2. The selection and setting of the operating point for the UHF PA circuit is usually carried out based on the characteristics of components provided by the manufacturer. However, for the majority of new generation components, manufactures determine the optimal mode of their operation, rather than statistical characteristics. Thus, experimental measurements can be carried out based on the analysis of calculation and simulation results. Following the recommendations of the manufacturer, the setup procedure for TGF2977-SM in the AB mode is as follows: set up $V_{GS} = 4\text{ V}$; set up the current limit of $I_{DS} \sim 30\text{ mA}$; power supply $V_{DS} = 32\text{ V}$; make adjustments slowly to $I_{DS} \rightarrow 25\text{ mA}$; set up the pulse current limit of $I_{pDS} \sim 500\text{ mA}$.

Estimation of load/source impedances. An estimation of optimal source and load impedance values is performed separately by the source/load pull technique.

1. The load impedance is implemented by the load-pull technique in the ADS as shown in Fig. 4, a. The PA is designed considering the requirement of high performance. Therefore, it is necessary to estimate impedance at the f_0 frequency and at adjacent frequencies in the operating frequency range of the system. At 2nd and higher harmonics, impedance estimation is aimed at reducing the power loss across them. However, according to [2], when the PA element is set to the AB mod, the power loss at the 2nd harmonic is much larger than that of the other higher harmonics. Therefore, the determination of the load impedance at harmonics higher than the 2nd order can be omitted. However, in order to ensure a uniform quality during mass production and its adjustment, we added a pseudo short circuit for the 3rd harmonic in the output impedance matching circuit. In Fig. 4, b, lines show the level of output power and PAE for the diagram presented in Fig. 4, a. It can be seen from Fig. 4, b that the optimal load impedances at the center and neighborhood frequencies for the

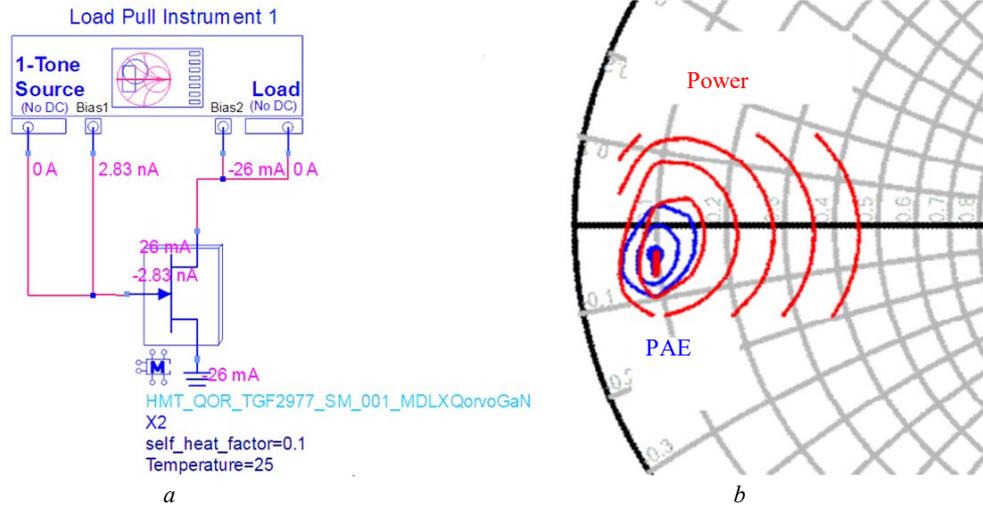


Fig. 4. Load-pull simulation diagram in ADS (a) and the level of output power and PAE in the Smith diagram (b)

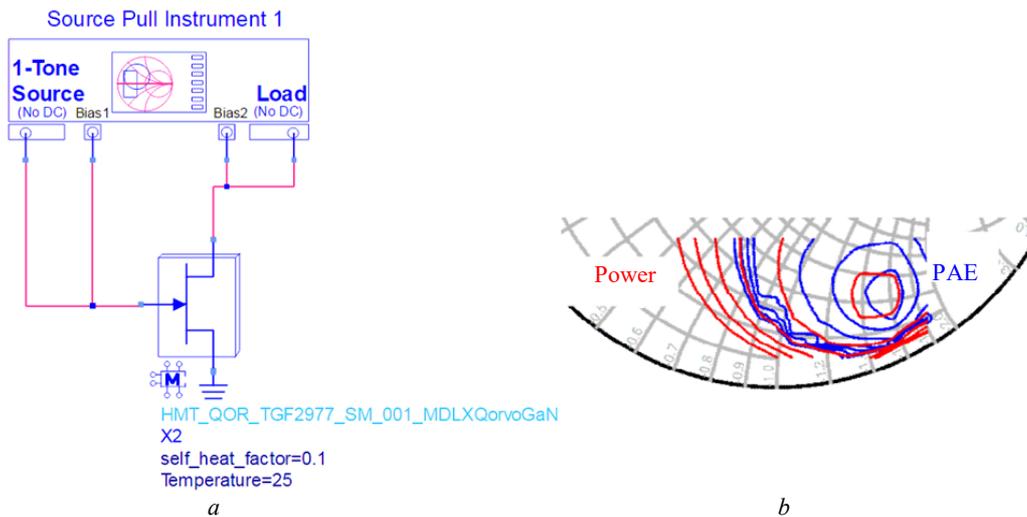


Fig. 5. Source-pull simulation diagram in ADS (a) and the level of output power and PAE in the Smith diagram (b)

output power level and PAE are nearly identical at $Z_{L,f_0} \sim (9.6 - j4.1)\Omega$.

2. The source impedance was determined for the maximum value of PAE. In terms of the model, the source impedance is a complex conjugate of the input impedance of the PA element, estimated such that the reflected power loss at its input is minimized. The source impedance was optimized using the source pull technique as shown in Fig. 5, a. Fig. 5, b presents the contour lines of the output power and PAE. Since the output power level is determined as the target parameter, the optimal source impedance is selected at the maximum power of $Z_{S,f_0} \sim (28 - j96)\Omega$.

3. The determination of impedance values for high harmonics is carried out both at the source and load sides using the load-source pull technique. Fig. 6 presents the results of estimating the source and load impedance at the 2nd and 3rd harmonics.

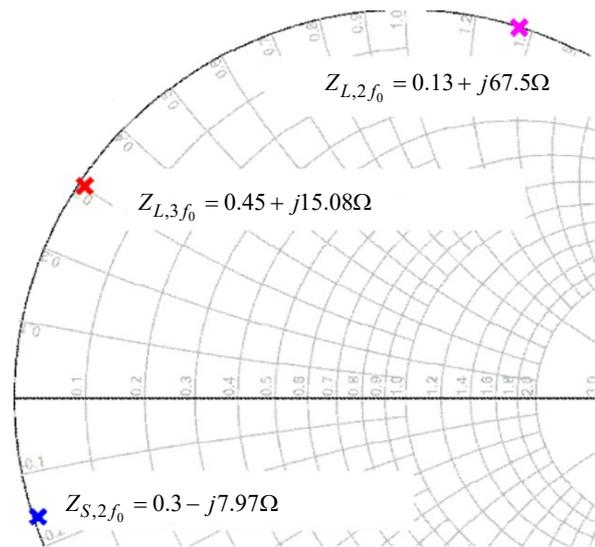


Fig. 6. Estimation results of the source and load impedance at the 2nd $Z_{S,2f_0}$ and 3rd harmonics $Z_{L,2f_0}, Z_{L,3f_0}$

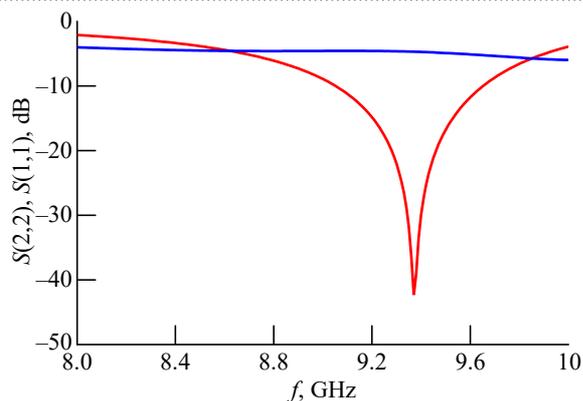


Fig. 7. Input (red) and output (blue) reverse loss characteristics of an ideal PA

Since these values fall into the boundary region of the Smith diagram, then, according to [13, 14], the phase difference between the instantaneous value of the current and the voltage will vary within the limits $\pm 90^\circ$. As a result, the power loss at higher harmonics will be suppressed.

To further confirm that optimal source/load impedances match, the input/output reverse loss of the PA requires verification. Fig. 7 presents the results of determining the input (red) and output (green) characteristics of the reverse loss of an ideal PA.

Design of an impedance matching circuit.

Impedance matching circuits are used to convert impedances into optimal source and load impedances in order to ensure minimal losses.

1. Fig. 8 shows the strip circuit (a) and the layout circuit (b) of the input impedance matching circuit.

At the strip circuit level (Fig. 8, a), the ideal paths will be converted to strip paths on the Rogers high frequency material RO4003C, for which the layout of the input impedance matching circuit is shown in Fig. 8, b. According to [2, 14, 15], to evaluate the quality of the input impedance matching circuit, the insertion loss characteristic of the following form can be used

$$IL = 10 \lg \left(\frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{21}|^2} \right).$$

In this case, based on the measured results of S_{11} , S_{21} and the above expression, the obtained $IL \sim 0.31 \dots 0.28 \text{ dB} \Big|_{f=9 \dots 11 \text{ GHz}}$ is acceptable for the X band design.

2. Fig. 9 shows the strip circuit (a) and the layout circuit (b) of the output impedance matching circuit.

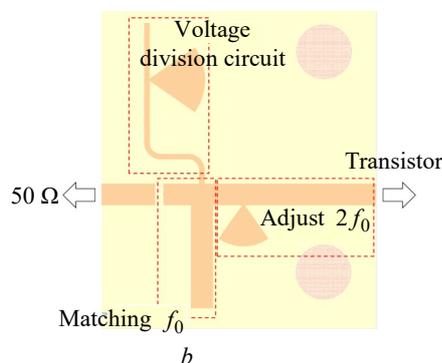
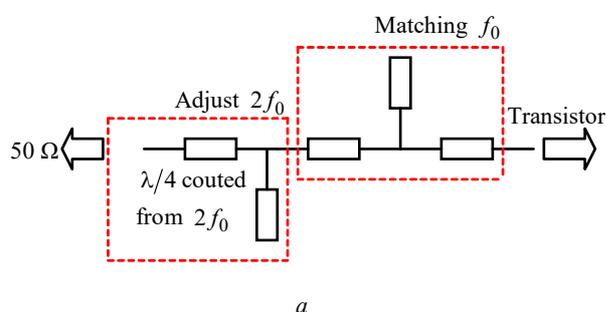


Fig. 8. Strip circuit of the input impedance matching at the ideal level (a) and layout circuit (b)

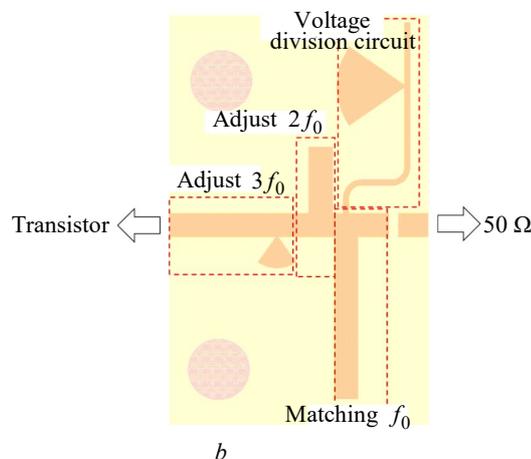
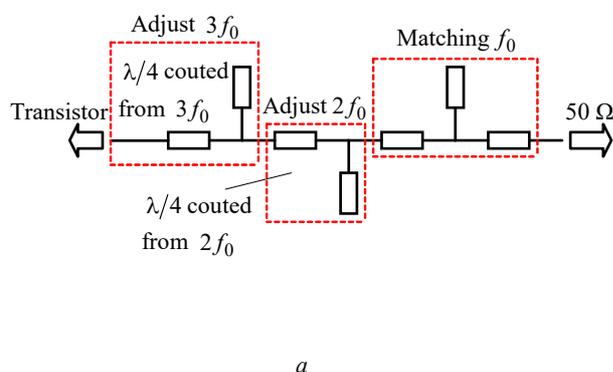


Fig. 9. Strip circuit of the output impedance matching at the ideal level (a) and layout circuit (b)

The output impedance matching circuit is designed similarly to the input impedance matching circuit, which is responsible for transmitting a signal from a source with an impedance of $Z_{L,f_0} \sim (9.6 - j4.1) \Omega$ (which is the optimal load impedance of the input impedance matching circuit of the PA element) to a load with an impedance of 50Ω at the frequency $f = f_0 = 9.4 \text{ GHz}$, while reducing the power loss at the 2nd and 3rd harmonics.

Fig. 9, *a* shows that there will be an open-circuit transmission line from the PA element side with the length $\lambda/4$ at frequencies $2f_0$ and $3f_0$ coupled in parallel with the main transmission line. The lengths of the main transmissions (series connection) can be adjusted such that, at the coupling points, a net reactance element will be formed to suppress the $2f_0$ and $3f_0$ harmonics. After that, one open-circuit transmission line and two serial lines will be used to perform power matching at the f_0 frequency.

Fig. 10 shows that the insertion loss characteristics of the output impedance matching circuit, depending on the frequency, demonstrate acceptably small values. At the f_0 frequency, the insertion loss IL has a value 0.42 dB, thus basically satisfying the design requirements.

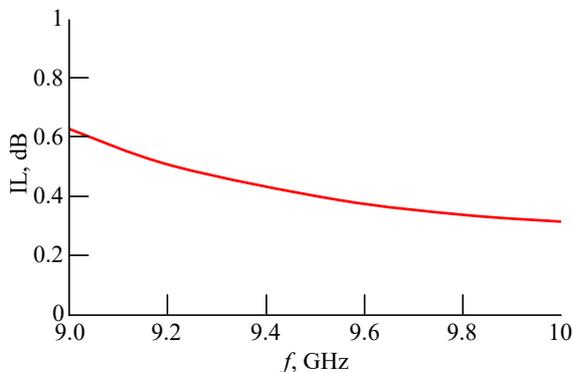


Fig. 10. Insertion loss characteristics of the output impedance matching circuit

Design of a voltage divider circuit.

1. Similarly to any radio electronic circuit, the voltage divider circuit of an PA performs the function of supplying DC power to establish the operating point of the active element and suppresses the RF signal to avoid loss and bad interference to a DC source.

2. According to [12], the voltage distribution for the circuits working in the X band, which was applied in this study, will use a conical open-circuit transmission and the $\lambda/4$ path segments as

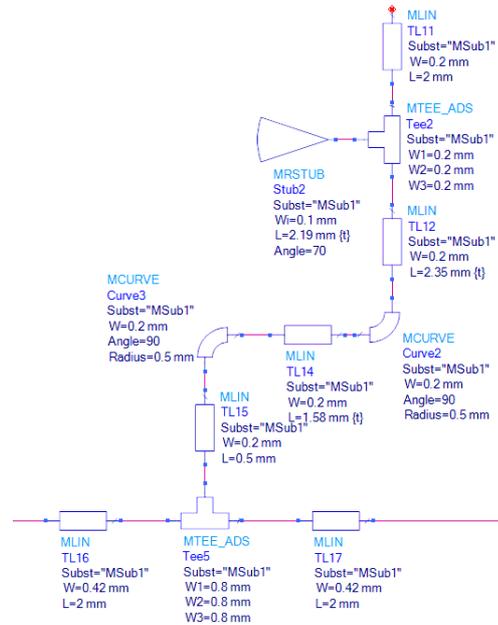


Fig. 11. Schematic diagram of the strip circuit of the voltage divider circuit

a short circuit capacitor (instead of pass capacitor) at the f_0 frequency as shown in Fig. 11.

The results of measuring and testing the quality of the voltage divider circuit through the parameters $S_{21} = -(0.061 \dots 0.046) \text{ dB}$ and $S_{11} \sim -50 \text{ dB}$ show its basic correspondence to the set requirements for an X-band PA.

3. The coupling capacitor used in the design has the code GJM0225C1C1R2BB01 with the parameters $C \sim (1.2 \pm 0.1) \text{ pF} |_{f=10 \text{ MHz} \dots 20 \text{ GHz}}$, $S_{21} = -0.03 \text{ dB} |_{f_0}$, $S_{11} \sim -43.7 \text{ dB} |_{f_0}$ suitable for the design purposes.

Results of PA design and comments.

1. Fig. 12 presents a schematic of layout of the X band PA.

2. Fig. 13, *a*, *b* and *c* present the simulation results and experimental measurements $P_{\text{out}} |_{f=8.9 \dots 9.8 \text{ GHz}}$; $\text{PAE} |_{f=8.9 \dots 9.8 \text{ GHz}}$; and amplification factor (gain) $G_P |_{f=8.9 \dots 9.8 \text{ GHz}}$. On

this basis, it becomes possible to evaluate the ability to stabilize the output power level, PAE, and gain of the designed PA when the working frequency of the signal changes in the required range.

3. In order to evaluate the capability of the designed PA to ensure linearity, we performed a direct test measure of the signal form at its output

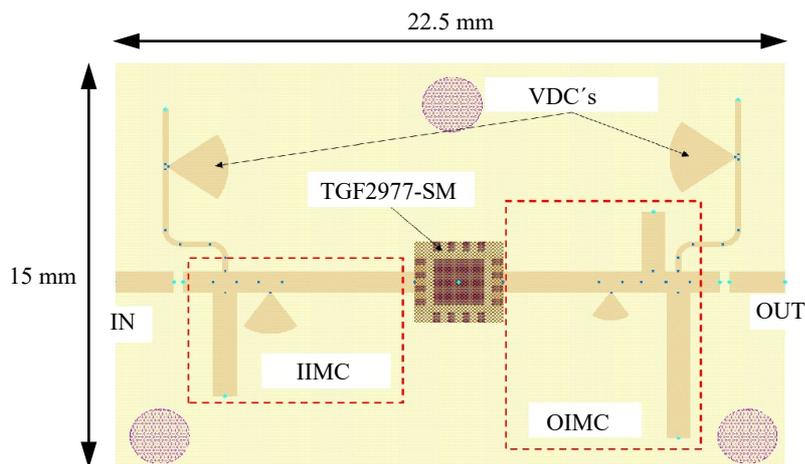


Fig. 12. Layout of the designed X band PA

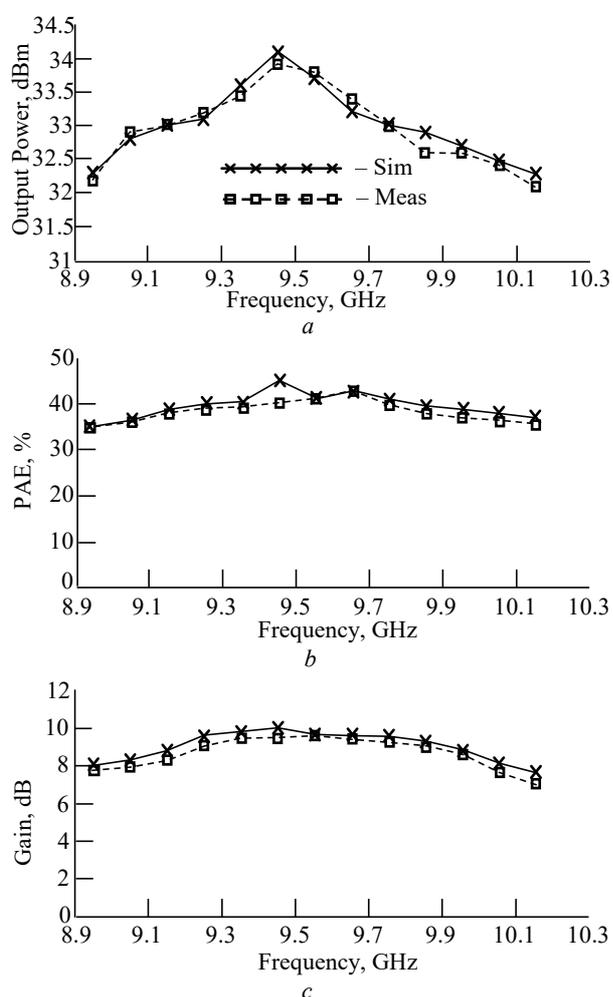


Fig. 13. Simulation results and experimental measurements of the $P_{out}|_{f=8.9...9.8\text{GHz}}$ (a), $\text{PAE}|_{f=8.9...9.8\text{GHz}}$ (b) and amplification factor (gain) $G_P|_{f=8.9...9.8\text{GHz}}$ (c)

under the load of $50\ \Omega$. In this respect, our work differs from other research studies.

Fig. 14 shows the results of the voltage and current signal waveforms on the drain of the PA

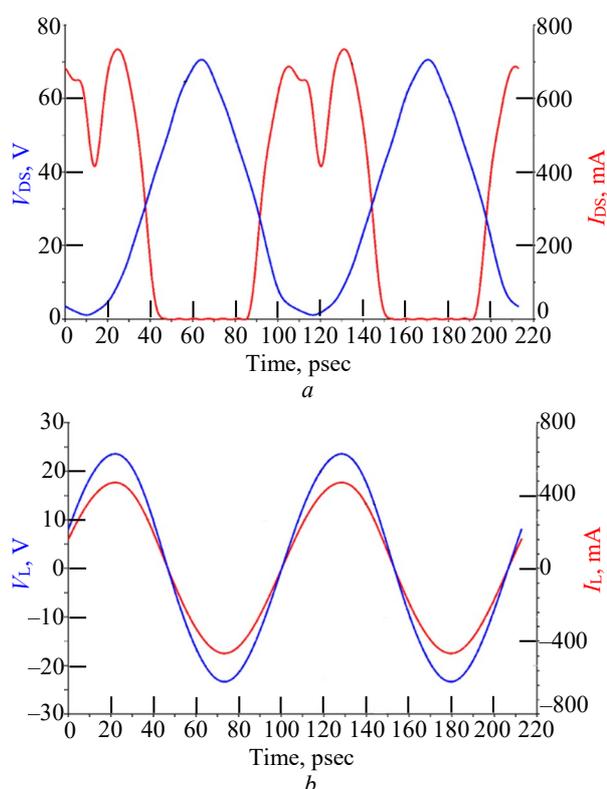


Fig. 14. Voltage and current signal waveforms on the drain of the PA element (a) and on the PA load (b)

element and under the load. It can be seen that the current and voltage on the PA element are out of phase, while they are in phase under the load. The current and voltage across the PA element are distorted due to the presence of harmonic components, where the current is cut to the form of a pulse in the AB mod with a flux angle greater than 90° . The current and voltage across the load, on the other hand, have an almost complete sinusoidal form, indicating an effective elimination of harmonics by means of harmonic compression using

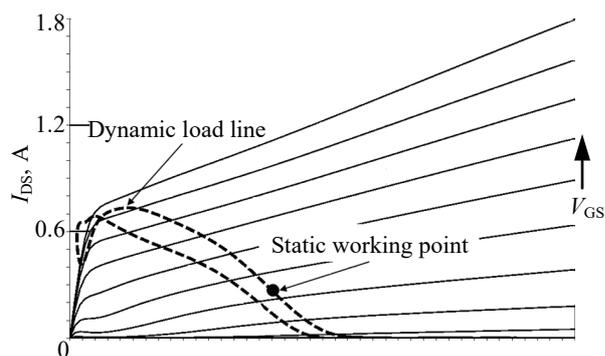


Fig. 15. Operating mode and working point described on the output characteristic

the approach described when designing and calibrating the in/out impedance matching circuits.

4. The operating mode and working point are described as the output characteristic of the PA element shown in Fig. 15. Accordingly, the current is swept to the maximum value (700 mA). The variation of the current is shown on the dynamic load line. The linear range of voltage across the load is within the range of $-14.5 \dots +14.5$ V.

Tab. 4 presents the basic characteristics of the designed X-band UHF PA unit.

A comparison of the obtained PA characteristics with those presented in Table 1 shows that the designed X-band PA unit meets all the input requirements.

Conclusions. 1. The results of a study into the design of UHF power amplifiers working in the X band are presented. The authors' intention was not to propose a new design approach, but rather to clarify a

Tab. 4. The basic characteristics of the designed UHF PA X-band

№	Characteristics	Value
1	Frequency band, GHz	X
2	Range, GHz	8.9...9.8
3	f_0 , GHz	9.4
4	P_{out} , dBm	32...33
5	PAE, %	35...40
6	GP , dB	8.5...10
7	2nd harmonic compression, dB	-32.5
8	3rd harmonic	-38.5

method that combines theoretical calculations, experimental measurements, and experimental adjustments. This approach allowed the authors to harmonize and ensure optimization of some relationships between the basic characteristics of the amplifier, including frequency bandwidth, output power, output power variation, high harmonic suppression, and output signal linearity. The described implementation has practical significance in terms of simplicity and convergence between theory and experiment.

2. The results obtained can be used to develop a technological process and procedure for manufacturing X-band UHF PAs even under unfavorable technological and economic conditions.

3. The developed X-band UHF amplifier may find application in multifunctional electronic radio systems, such as communication, radio navigation, etc.

Author's contribution

Xuan Luong Nguyen, synthesis and analysis of approaches to solving engineering design problems and PA technology; theoretical analysis and selection of PA elements meeting the set technical requirements; drawing structural and functional diagrams; selection of options for a schematic diagram corresponding to the amplification modes.

Thanh Thuy Dang Thi, scientific advisor and scientific support, including simulation models for PA and PA elements by common ultra-high frequency design tools; analysis of the obtained results; supporting implementation using the Keysight ADS high frequency circuit simulation tool.

Van Bac Nguyen, scientific, technical, and technological support, including the implementation of PA design and technology using high frequency material RO4003C; participation in the process of measuring and correcting technical characteristics; supporting measurement and adjustment of technical specifications.

Phung Bao Nguyen, scientific advisor, consulting and controlling the entire process, including simulation, design, and manufacturing; measuring, calibrating and processing the data on the PA technical characteristics.

References

1. Wulf-Dieter Wirth. Radar Techniques Using Array Antennas. 2nd Ed.. London, The Institution of Engineering and Technology, 2013, 460 p.
2. Cripps S. C. RF Power Amplifiers for Wireless Communications. 2nd Ed. Norwood, Artech House, 2006, 474 p.
3. Wang J., He S., You F., Shi W., Peng J., Li Ch. Codesign of High-Efficiency Power Amplifier and Ring-Resonator Filter Based on a Series of Continuous Modes and Even-Odd-Mode Analysis. IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 2018, vol. 66, iss. 6, pp. 2867–2878. doi: 10.1109/TMTT.2018.2819650

4. Thian M., Barakat A., Fusco V. High-Efficiency Harmonic-Peaking Class-EF Power Amplifiers with Enhanced Maximum Operating Frequency. *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* 2015, vol. 63, iss. 2, pp. 659–671. doi: 10.1109/TMTT.2014.2386327
5. Poluri N., De Souza M. M. High-Efficiency Modes Contiguous with Class B/J and Continuous Class F⁻¹ Amplifiers. *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.* 2019, vol. 29, iss. 2, pp. 137–139. doi: 10.1109/LMWC.2018.2886655
6. García J. A., Popović Z. Class-E Rectifiers and Power Converters. 2017 IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. (IMS), Honolulu, HI, 2017, pp. 1327–1330. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058856
7. Saxena S., Rawat K., Roblin P. Continuous Class-B/J Power Amplifier Using a Nonlinear Embedding Technique. *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs.* 2017, vol. 64, iss. 7, pp. 837–841. doi: 10.1109/TCSII.2016.2633300
8. Zhang Z., Cheng Z., Liu G. Design of Broadband Class EF Power Amplifier Based on Low-Pass Filter Matching Structure. *IEICE Electronics Express.* 2019, vol. 16, iss. 12, p. 20190264. doi: 10.1587/elex.16.20190264
9. Meng X., Yu C., Liu Y., Wu Y. Design Approach for Implementation of Class-J Broadband Power Amplifiers Using Synthesized Band-Pass and Low-Pass Matching Topology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2017, vol. 65, iss. 12, pp. 4984–4996. doi: 10.1109/TMTT.2017.2711021
10. Shwetal P., Sunil K. Methods and Steps Required for the Development of a RF Power Amplifier. *IJCRT.* 2018, vol. 6, iss. 1, pp. 1742–1746.
11. Weiss M., Raab F., Popovic Z. Linearity of X-Band Class-F Power Amplifiers in High-Efficiency Transmitters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2001, vol. 49, no. 6, pp. 1174–1179. doi: 10.1109/22.925515
12. Dong-Hwan Shin, In-Bok Yom, Dong-Wook Kim. X-Band GaN MMIC Power Amplifier for the SSPA of a SAR System. 2017 IEEE Intern. Symp. on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT). Seoul, Korea (South), 30 August – 01 September 2017. IEEE, 2017. doi: 10.1109/RFIT.2017.8048093
13. Tran P., Smith M., Callejo L., Wojtowicz M., Siddiqui M. 2 to 18 GHz High-Power and High-Efficiency Amplifiers. 2017 IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. (IMS). Honolulu, USA, 04–09 June 2017. IEEE, 2017. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058837
14. Kyung-Tae Bae, Ik-Joon Lee, Byungjoo Kang, Sanghoon Sim, Laurence Jeon, Dong-Wook Kim. X-Band GaN Power Amplifier MMIC with a Third Harmonic-Tuned Circuit. *Electronics.* 2017, vol. 6, iss. 4, p. 103. doi: 10.3390/electronics6040103
15. Ken Hiraga, Takashi Hikage, Manabu Yamamoto, Toshio Nojima. Harmonic Matching and Reflecting PA with 2nd and 3rd Harmonic Phase Tuning. 2012 Intern. Symp. on Antennas and Propagation (ISAP). Nagoya, Japan, October – 02 November 2012. IEEE, 2012.
16. Mjakin'kov V. Ju., Gubarev V. F., Rudyj Ju. B., Kovtunov D. A., Kalinin A. S., Fut'janov S. I., Rabodzej A. N., Shipilo E. M. *Priemoperedajushhij modul' doplerovskogo izmeritelja skorosti, ugla snosa i vysoty dlja sovremennyh samoletov* [Transmitter and Transmission Module for Doppler Velocity, Drift Angle and Altitude for Modern Aircraft]. *Electronic Engineering, Ser. 1, Microwave Technology.* 2013, no. 3(518), pp. 200–205.
17. Power Amplifiers. Available at: <https://www.qorvo.com/products/amplifiers/power-amplifiers> (accessed 05.11.2022)
18. TGF2977-SM. Available at: <https://www.qorvo.com/products/d/da004922> (accessed 05.11.2022)
19. ADS 2016 Product Release. Available at: <https://www.keysight.com/us/en/lib/resources/software-releases/ads-2016.html> (accessed 05.11.2022)
20. PathWave Advanced Design System (ADS). Available at: <https://www.keysight.com/us/en/lib/software/detail/computer-software/pathwave-advanced-design-system-ads-software-2212036.html> (accessed 05.11.2022)

Information about the authors

Xuan Luong Nguyen, Master Degree (2013) in radio navigation systems at Le Quy Don Technical University, Vietnam. Systems Engineer at the Research Institute of Radio Navigation Systems. PhD student in at the Department of Radio Physics, VNU University of Science. The author of 1 scientific publications. Area of expertise: ultra-high frequency radio engineering; systems engineering of multifunctional systems
Address: VNU University of Science, 334, Nguyen Trai, Hanoi, Vietnam
E-mail: xuanluongfpga@gmail.com

Dang Thi Thanh Thuy, PhD (2012), lecturer at the Department of Radio Physics, VNU University of Science. Associate Professor (2018). The author of 30 scientific publications. Area of expertise: ultra-high frequency techniques; parameter oscillation; ultrasound techniques.
Address: VNU University of Science, 334, Nguyen Trai, Hanoi, Vietnam
E-mail: dangthithanhthuy@vnu.edu.vn

Phung Bao Nguyen, PhD (1996), Visiting Lecturer of the Institute of System Integration/TU Le Quy Don; Former Director of the Institute of System Integration/TU Le Quy Don; Former Deputy of Director of the IMC/VUSTA/Ministry of Science & Technology/SRV. The author of 26 scientific publications. Area of expertise: radar information processing; radioelectronic and radar technology; systems engineering.
Address: Le Quy Don Technical University, 236, Hoang Quoc Viet, Hanoi, Vietnam
E-mail: nguyenphungbao@lqdtu.edu.vn; baonp@imc.org.vn

Van Bac Nguyen, Master Degree (2013) in Radar Engineering of Military Academy of Field Anti-Aircraft Defense named after Marshal of Soviet Union A. M. Vasilevsky, Russian Federation. Lecturer of the Department of Electronic Technologies of Institute of System Integration/TU Le Quy Don. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: radar and radio navigation; telecommunications.
Address: Le Quy Don Technical University, 236, Hoang Quoc Viet, Hanoi, Vietnam
E-mail: nvback42@gmail.com

Быстрый численный расчет параметров поверхностных акустических волн Рэлея для модели связанных мод

А. С. Койгеров^{1✉}, О. Л. Балышева²

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

²Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия

✉ a.koigerov@gmail.com

Аннотация

Введение. Важнейшим этапом разработки устройств на поверхностных акустических волнах (ПАВ) является математическое моделирование. Успешно применяемые в последние годы компьютерные пакеты моделирования позволяют существенно сократить время и повысить точность расчета характеристик при проектировании. Для быстрого анализа рабочих характеристик проектируемых акустоэлектронных приборов необходимо знание основных параметров акустических волн, распространяющихся в материалах подложек устройств.

Цель работы. Предложение и апробация, на примере анализа волн Рэлея методом конечных элементов, методики расчета ключевых параметров, необходимых для моделирования ПАВ-устройств на основе модели P -матриц и модели связанных мод.

Материалы и методы. Теоретическая часть работы выполнялась с применением математической теории дифференциальных уравнений, использовалось матричное описание и метод конечных элементов. В ходе работы применялась математическая обработка в программах MatLab и COMSOL.

Результаты. Разработана оригинальная методика извлечения параметров ПАВ для модели связанных мод на основе быстрого алгоритма, реализованного в пакете COMSOL. Сравнение результатов расчета таких параметров, как коэффициент электромеханической связи, скорость распространения акустической волны по поверхности подложки, с известными данными из литературных источников показало хорошее совпадение. На основе извлеченных параметров спроектирован ряд трансверсальных фильтров. Выполнено сопоставление результатов расчета и экспериментальных измерений коэффициента передачи.

Заключение. Предложенная методика анализа бесконечных периодических электродов методом конечных элементов на основе анализа собственных частот и статического анализа позволила рассчитать основные параметры волн Рэлея в традиционных подложках ниобата лития, танталата лития и кварца. Практическая значимость состоит в использовании полученных параметров при разработке различных классов акустоэлектронных устройств.

Ключевые слова: акустоэлектронные устройства, поверхностные акустические волны, метод связанных мод, метод конечных элементов, COMSOL, пьезоэлектрические материалы, встречно-штыревой преобразователь, фильтр на ПАВ

Для цитирования: Койгеров А. С., Балышева О. Л. Быстрый численный расчет параметров поверхностных акустических волн Рэлея для модели связанных мод // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 5. С. 67–79. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-67-79

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. Авторы выражают благодарность генеральному директору – генеральному конструктору ООО "АЭК Дизайн" В. Р. Реуту за предоставленные экспериментальные данные.

Статья поступила в редакцию 17.05.2022; принята к публикации после рецензирования 08.07.2022; опубликована онлайн 29.11.2022



Rapid Numerical Calculation of Rayleigh Surface Acoustic Wave Parameters for a Model of Coupling Modes

Aleksey S. Koigerov¹✉, Olga L. Balysheva²

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St Petersburg, Russia

✉ a.koigerov@gmail.com

Abstract.

Introduction. Mathematical modeling is the most important stage in the development of devices based on surface acoustic waves (SAW). Computer simulations that have proven their efficiency in recent years can significantly reduce the time input and improve the accuracy of calculating the designed characteristics. A rapid analysis of the operating characteristics of the designed acoustoelectronic devices requires the knowledge of basic parameters of acoustic waves propagating along the device substrates.

Aim. Proposal and approbation of a methodology for calculating the key parameters necessary for modeling SAW devices based on the models of P-matrix and coupling modes, based on the example of analysis of Rayleigh waves by the finite element method.

Materials and methods. The theoretical part of the work was carried out using the mathematical theory of differential equations presented in a matrix form and the finite element method. Mathematical processing was conducted in the MatLab and COMSOL environments.

Results. An original technique for deriving SAW parameters for a model of coupling modes based on a rapid algorithm implemented in COMSOL was developed. A comparison of the calculated parameters of electromechanical coupling coefficient and velocity of acoustic waves over the substrate surface with those presented in literature showed their good agreement. Based on the derived parameters, a number of transversal filters were designed. A comparison of the calculated and experimentally measured values of the transmission coefficient was performed.

Conclusion. The proposed technique for analyzing infinite periodic electrodes by the finite element method based on an analysis of eigenfrequencies and static analysis made it possible to calculate the main parameters of Rayleigh waves in conventional substrates: lithium niobate, lithium tantalate and quartz. The practical significance lies in the use of the obtained parameters in the development of various classes of acoustoelectronic devices.

Keywords: acoustoelectronic devices, surface acoustic waves, coupling mode model, finite element method, COMSOL, piezoelectric materials, inter-digital transducer, SAW filter

For citation: Koigerov A. S., Balysheva O. L. Rapid Numerical Calculation of Rayleigh Surface Acoustic Wave Parameters for a Model of Coupling Modes. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 5, pp. 67–79. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-67-79

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

Acknowledgements. The authors express their gratitude to the general director and the general designer "AEC-Design" V. R. Reut for the experimental data provided.

Submitted 17.05.2022; accepted 08.07.2022; published online 29.11.2022

Введение. Акустоэлектронные устройства формирования и обработки сигналов на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [1] находят широкое применение в различных радиоэлектронных системах. Появление в последние годы компьютерных пакетов моделирования позволило существенно улучшить эффективность проектирования акустоэлектронных устройств. При разработке устройств с техническими характеристиками, близкими к предельно достижимым

(определяемым физическими свойствами материалов подложек и топологией), а также при заданной высокой точности расчетов (например, требовании отличия экспериментального коэффициента передачи фильтра от расчетного 1–2 %), необходимо иметь инструментарий для предварительного моделирования и расчета характеристик. Принимая во внимание различное функциональное назначение устройств, существующее разнообразие конструктивного испол-

нения, применяемых топологий, типов акустических волн и материалов подложек [2], набор учитываемых при моделировании факторов достаточно большой.

На сегодняшний день с помощью коммерчески доступных пакетов существует возможность полного 3D-моделирования устройств на ПАВ, однако предъявляемые требования к мощности компьютера и временные затраты в ряде случаев неоправданно велики. Кроме того, большое расчетное время практически исключает возможность синтеза устройств, поскольку на одну вычислительную итерацию может тратиться до одной недели. Поэтому при выборе расчетного инструментария необходимо исходить из разумного компромисса между адекватностью и адаптивностью модели, необходимыми вычислительными ресурсами компьютера и требуемым расчетным временем.

Одним из известных методов расчета устройств на ПАВ является метод связанных мод (МСМ) (Coupling of Modes – COM) [1, 3–5]. Метод позволяет рассчитывать характеристики устройств с различными топологиями, содержащих как встречно-штыревые преобразователи (ВШП), так и отражательные структуры (ОС). Существующие ограничения подхода на основе МСМ связаны с учетом "вторичных" эффектов и необходимости определения ключевых параметров акустических волн: фазовой скорости на свободной поверхности и под электродной структурой, коэффициентов отражения и прохождения через отдельный электрод и др. Эти параметры зависят как от геометрии элементов топологии и используемых материалов подложек, так и от технологических особенностей (например, формы поперечного сечения электрода и толщины металлизированного слоя). На определение этих параметров и направлены усилия разработчиков с целью создания средств моделирования, обеспечивающих, по возможности, меньшее расхождение между расчетными и экспериментальными результатами. Использование такого расчетного инструментария позволит повысить эффективность разработки устройств с повышенными требованиями к техническим характеристикам.

Для моделирования устройств на ПАВ можно использовать такие программные пакеты,

как COMSOL Multiphysics и ANSYS, работа которых основана на методе конечных элементов (МКЭ). Например, в [6] показаны результаты анализа устройств с помощью пакета COMSOL Multiphysics во временной области, в [7–10] – в частотной области. Вопросы 3D-анализа рассматриваются в [10, 11].

Цель настоящей статьи – на примере ПАВ Рэлея показать методику получения в пакете COMSOL Multiphysics ключевых параметров, необходимых для расчета акустоэлектронных устройств методом связанных мод на основе P -матриц. Полученные расчетные параметры ПАВ в основных материалах, применяемых в качестве подложек, можно использовать при проектировании различных классов акустоэлектронных устройств.

Постановка задачи. В основе МСМ лежит запись дифференциальных уравнений для связанных акустических волн. Формализовать процесс вычислений удобно с помощью представления падающих и отраженных волн в виде P -матриц. В этом случае устройство на ПАВ представляется в виде комбинации отдельных элементов (электродов ВШП или элементов ОС), для которых вычисляются соответствующие P -матрицы, связывающие комплексные амплитуды волн (рис. 1) на входе и выходе элемента [1]:

$$\begin{bmatrix} B_i \\ A_{i+1} \\ I_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11}^i & P_{12}^i & P_{13}^i \\ P_{21}^i & P_{22}^i & P_{23}^i \\ P_{31}^i & P_{32}^i & P_{33}^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_i \\ B_{i+1} \\ U_i \end{bmatrix},$$

где $A_i, A_{i+1}, B_i, B_{i+1}$ – комплексные амплитуды связанных между собой падающих и отраженных волн; I_i – ток, текущий в i -м электроде; U_i – напряжение, подводимое к i -му электроду.

Акустические компоненты $P_{11}, P_{12}, P_{21}, P_{22}$ описывают коэффициенты передачи и отражения по акустическим портам и определяются по следующим формулам:

$$P_{11} = r \exp(-j\beta p); P_{12} = k_r \exp(-j\beta p),$$

где r – коэффициент отражения от одиночного электрода; $\beta = 2\pi f / v - \gamma$ – волновое число (v – фазовая скорость под электродом; γ – коэффи-

циент затухания); p – период структуры; k_T – коэффициент прохождения через электрод.

Элементы матрицы P_{13} , P_{23} показывают эффективность возбуждения ПАВ посредством подачи напряжения U_1 на шины ВШП. Элементы P_{31} , P_{32} характеризуют эффективность преобразования ПАВ в электрический ток I_1 в шинах ВШП. P_{13} , P_{23} , P_{31} , P_{32} прямо пропорциональны эффективному значению коэффициента электромеханической связи.

Элемент P_{33} суммарной матрицы канала определяет искомую проводимость ВШП Y :

$$P_{33} = Y(\omega) = G(\omega) + jB(\omega) + j\omega C_0,$$

где $G(\omega)$ и $B(\omega)$ – соответственно, активная и реактивная составляющие проводимости излучения; C_0 – статическая емкость.

При анализе устройств необходимо знание всех элементов P -матрицы. Коэффициент передачи всего устройства на ПАВ получают путем каскадирования P -матриц отдельных элементов. Более подробно с моделью связанных мод и ее формализацией на базе P -матриц можно ознакомиться в [1, 3–5]. Параметры МСМ не могут быть получены в рамках самой модели. Наиболее распространенными способами получения МСМ-параметров являются извлечение параметров из экспериментальных данных с последующим построением эмпирических зависимостей [12], аналитические решения или численные решения на основе МКЭ [13–16].

Для моделирования устройств на ПАВ необходимо определить следующие МСМ-параметры:

- скорость ПАВ на свободной и металлизированной поверхности;
- скорость ПАВ под элементами ВШП и ОС;
- коэффициент отражения ПАВ от электрода;
- коэффициент прохождения ПАВ через электрод;
- коэффициент электромеханической связи;
- затухание ПАВ в подложке;
- статическая емкость.

Причем при моделировании приходится учитывать довольно большое число степеней свободы, относящихся к топологическим, конструктивным и технологическим особенностям

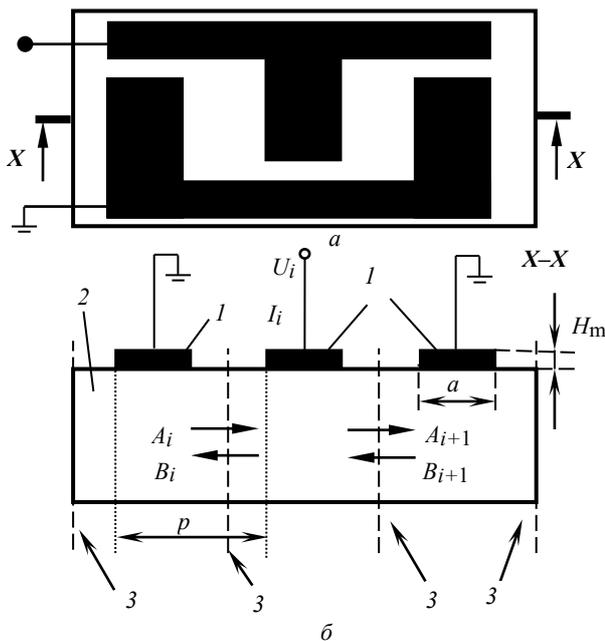


Рис. 1. Фрагмент периодической электродной структуры на подложке: а – вид сверху; б – поперечное сечение (1 – электроды; 2 – подложка; 3 – границы элементарных блоков)

Fig. 1. Fragment of a periodic electrode structure on a substrate: a – top view; б – cross section (1 – electrodes; 2 – substrate; 3 – boundaries elementary blocks of P -matrices)

устройств. Это такие факторы, как:

- геометрия элементарной ячейки ВШП;
- профиль электрода;
- геометрия шин ВШП и контактных площадок;
- тип электродной ОС (закороченная или электрически разомкнутая);
- коэффициент металлизации электродных структур;
- толщина металлизации.

На рис. 1 изображен фрагмент анализируемой периодической структуры электродов. В данной структуре ширина электродов и зазоров между электродами равна и составляет $\lambda/4$, период структуры $p = \lambda/2$ и коэффициент металлизации $K_m = a/p = 0.5$, где λ – длина волны; a – ширина электрода; p – период структуры. Таким образом, задача состоит в нахождении перечисленных МСМ-параметров.

В статье рассматриваются ПАВ Рэлея для следующих широко используемых в акустоэлектронных устройствах материалов подложек: ниобата лития (LiNbO_3) срезов $128^\circ Y-X$ и YZ , танталата лития (LiTaO_3) среза $X-112^\circ Y$ и кварца (SiO_2) среза $36^\circ Y-X$.

Методика анализа МСМ-параметров в пакете COMSOL. Для анализа и расчета МСМ-параметров применяется подход, известный как анализ собственных частот с помощью МКЭ. В данном случае вместо затухающей бегущей волны рассматриваются незатухающие стоячие волны, для которых можно определить собственные частоты.

Расчет и анализ собственных частот – один из возможных способов анализа различных акустических мод, возбуждаемых в изучаемой топологической структуре или элементарной ячейке. Термин "собственные частоты" можно пояснить из аналогии элементарной ячейки и колебательной системы. Если создать условия, при которых ячейке сообщить энергию за счет пьезоэлектрического эффекта с последующим отсутствием внешних воздействий на колебательную систему, то в отсутствие потерь в ней возникнут незатухающие собственные (или свободные) колебания на частотах, называемых собственными. В ограниченных системах, в данном случае в тестовой ячейке с конечным размером, но с бесконечными периодическими условиями, может существовать ограниченный набор собственных колебаний (или акустических мод). Каждая возбуждаемая акустическая мода (ПАВ, вытекающая ПАВ, объемная акустическая волна и их гармоники) на собственных частотах характеризуется собственными формами колебания.

В силу симметрии при рассмотрении ячейки бесконечной периодической системы неоднородностей (металлических электродов) наблюдается пара собственных частот для анализируемой акустической моды. Полоса брэгговского отражения волн в этом случае располагается как раз между этими частотами. Для решетки с конечной протяженностью вдоль направления распространения волны наблюдаемые собственные частоты соответствуют нулям коэффициента отражения ограниченной системы поверхностных неоднородностей. При рассмотрении однородной ячейки без условий для отражения (полностью свободная или металлизированная поверхность) собственная частота для рассматриваемой акустической моды будет единственной, поскольку отсутствует условие Брэгга (т. е. условие синхронного от-

ражения волны от системы периодических неоднородностей).

В пакете COMSOL Multiphysics расчет собственных частот осуществляется с помощью решателя Study – Eigenfrequency. Последовательность расчета предусматривает два этапа. На первом этапе в пакете анализируются собственные частоты, для чего необходимо:

- задать геометрию тестовой структуры;
- выбрать материалы элементов;
- указать начальные и граничные условия;
- задать параметры и построить сетку;
- определить параметры решающего устройства.

На втором этапе выполняется обработка полученного набора собственных частот и оценка основных параметров с использованием приведенных далее формул.

Анализируемые с помощью пакета тестовые структуры представлены на рис. 2. Это свободная и металлизированная поверхности подложки, периодические электродные структуры с периодом $p = \lambda/2$ или $p = \lambda/4$. Размер ячейки составляет одну длину волны (принято $\lambda = 2$ мкм). Глубина анализируемой поверхности составляет 4 длины волн. Граничные условия заданы таким образом, что данная структура рассматривается как бесконечная периодическая решетка металлических электродов. На нижнем торце подложки расположен идеально согласованный слой, поглощающий исходящие волны для ограничения области численного моделирования. Материал электродов – алюминий. Поскольку ПАВ распространяется в поверхностном слое глубиной примерно в одну длину волны, то при построении сетки область у поверхности должна иметь более плотную сетку, например 20 элементов на длину волны, для остальной части предложено использовать менее плотную сетку – 10 элементов на длину волны (рис. 2, δ). Это правило создания сетки позволяет значительно сократить время вычислений, особенно при анализе целого устройства, и особенно в режиме 3D. Необходимо отметить, что при анализе ПАВ относительно определения собственных частот не были учтены следующие эффекты: резистивные потери в электродах, дифракция акустической волны, потери за счет вязкостных свойств материала.

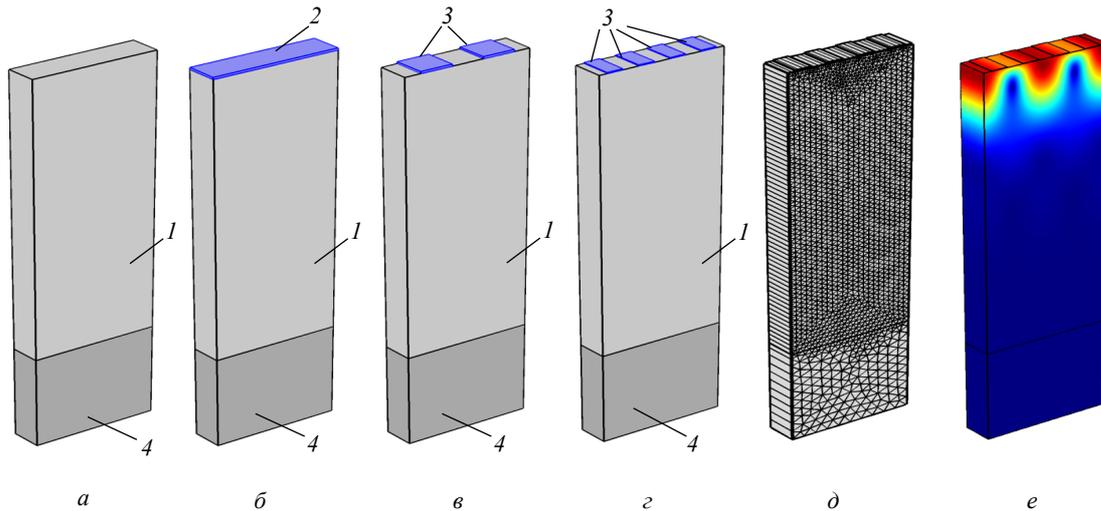


Рис. 2. Тестовые структуры: а – свободная поверхность подложки; б – металлизированная поверхность подложки; в – электродная структура с периодом $p = \lambda/2$ и шириной полоска $\lambda/4$; г – электродная структура с периодом $p = \lambda/4$ и шириной полоска $\lambda/8$; д – пример построения сетки; е – результат расчета МКЭ в виде картины механических смещений. Особенности модели: 1 – пьезоэлектрический материал; 2 – металлизированная поверхность; 3 – металлические электроды; 4 – идеально согласованный слой

Fig. 2. Test structures: а – free surface; б – metallized surface; в – electrode structure with the pitch $p = \lambda/2$ and electrode width $\lambda/4$; г – electrode structure with the pitch $p = \lambda/4$ and electrode width $\lambda/8$; д – meshing example; е – calculation by FEM as a scheme of mechanical displacements. Model features: 1 – piezoelectric material; 2 – metallized surface; 3 – metallized electrodes; 4 – perfectly matched layer

Расчет параметров ПАВ для свободной и металлизированной поверхностей. Для свободной или металлизированной поверхности без системы электродов существует одна собственная частота, которая позволяет рассчитать фазовую скорость ПАВ. Так, скорость ПАВ на свободной и металлизированной поверхностях определяется, соответственно, по формулам

$$v_f = \lambda f_f;$$

$$v_m = \lambda f_m,$$

где f_f , f_m – соответственно, собственные частоты для свободной и металлизированной поверхностей.

Сравнительная картина механических смещений для собственных частот на свободной поверхности для различных материалов представлена на рис. 3.

Коэффициент электромеханической связи (КЭМС) можно оценить по формуле

$$K^2 = \frac{2(v_f - v_m)}{v_f}.$$

Результаты расчета собственных частот и скоростей ПАВ для свободной и металлизированной поверхностей каждого материала сведены в таб-

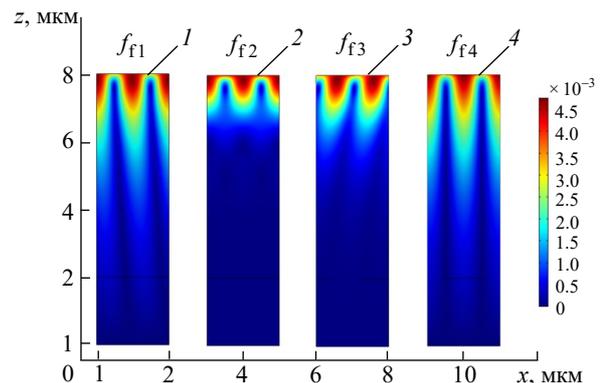


Рис. 3. Результаты анализа в виде картины механических смещений волны Рэлея на собственных частотах основной акустической моды для различных пьезоэлектрических подложек: 1 – $Y-Z$ LiNbO₃; 2 – $128^\circ Y-X$ LiNbO₃; 3 – $X-112^\circ Y$ LiTaO₃; 4 – $36^\circ Y-X$ SiO₂

Fig. 3. Analysis results in the form of a scheme of mechanical displacements of a Rayleigh wave at the eigenfrequency of main acoustic mode for various piezoelectric substrates: 1 – $Y-Z$ LiNbO₃, 2 – $128^\circ Y-X$ LiNbO₃, 3 – $X-112^\circ Y$ LiTaO₃, 4 – $36^\circ Y-X$ SiO₂

лицу. Данные, полученные с помощью анализа собственных частот, хорошо согласуются с известными данными из [5, 17–20].

Расчетные параметры определяются набором материальных констант, представленных в литературе в виде справочных усредненных значений, причем эти значения отличаются у разных авторов. Кроме того, точность полу-

Параметры волн Рэлея в основных пьезоэлектрических подложках
 Parameters of Rayleigh waves in the main piezoelectric substrates

Параметр ПАВ в материале	LiNbO ₃ , Y-Z	LiNbO ₃ , 128°Y-X	LiTaO ₃ , X-112°Y	SiO ₂ , 36°Y-X
Собственная частота для свободной поверхности (f_f), ГГц	1.7445	1.9905	1.651	1.5774
Скорость ПАВ на свободной поверхности (v_f), м/с (расчет)	3489	3981	3302	3154.8
Скорость ПАВ на свободной поверхности (v_f), м/с	3488 [18]	3979 [17]	3300 [17]	–
Собственная частота для металлизированной поверхности ($H_m/\lambda=0.01\%$)(f_m), ГГц	1.7055	1.9354	1.6433	1.5762
Скорость ПАВ на металлизированной поверхности ($H_m/\lambda=0.01\%$)(v_m), м/с (расчет)	3411	3870.8	3286.6	3152.4
Скорость ПАВ на металлизированной поверхности ($H_m/\lambda \approx 0$)(v_m), м/с	3409.5 [18]	3888 [19]	3284 [19]	–
КЭМС (K^2), % (расчет)	4.47	5.54	0.93	0.152
КЭМС (K^2), %	4.5 [18] 4.42 [20]	5.4 [19] 5.46 [20]	0.72 [5] 0.92 [20]	0.155 [5]

ченных результатов также определяется настройками пакета моделирования, в том числе начальными и граничными условиями, а также способом задания и плотностью сетки.

Полученные результаты по скорости ПАВ на свободной и металлизированной поверхностях для трех представленных материалов отличаются от данных, приведенных в литературных источниках, не более чем на 0.08 %. Наибольшее отличие получено для КЭМС, приведенного в одном из источников (расхождение составляет 29 %), в то же время отличие с данными из другого источника не превышает 1 %. Полученные результаты позволяют судить об адекватности предложенной методики расчета и возможности ее применения для других материалов и топологий электродных структур, данные по которым необходимы

разработчикам, но отсутствуют в литературе. Стоит заметить, что отклонение результатов численного моделирования некоторых параметров от справочных и экспериментальных можно объяснить зависимостью характеристик реальных монокристаллов от технологии роста (производства) и способа их измерения.

Анализ параметров ПАВ под системой электродов. Методику анализа параметров ПАВ под системой электродов можно пояснить с помощью блок-схемы, представленной на рис. 4. Данный подход включает в себя два основных направления, связанных с пакетом COMSOL. Первое – это расчет в области собственных частот (Study – Eigenfrequency), второе – статический анализ (Study – Stationary).

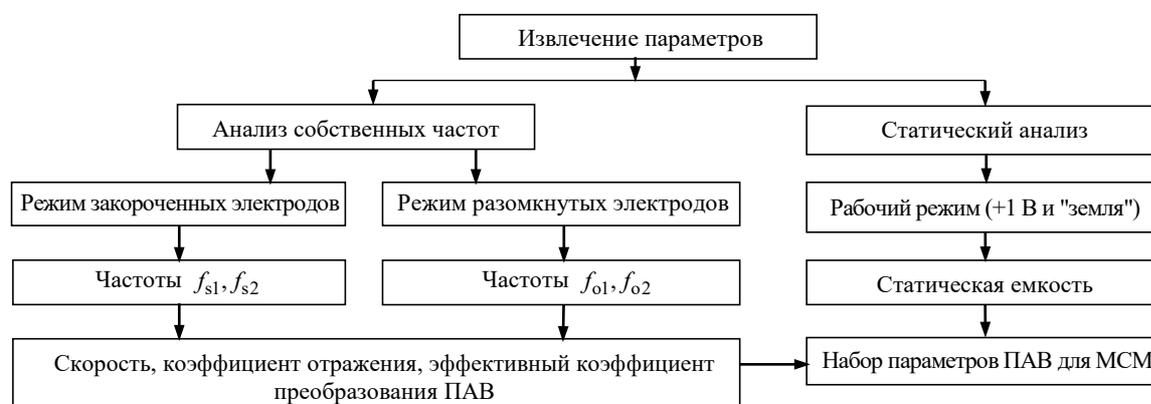


Рис. 4. Методика численного расчета параметров волн Рэлея под системой электродов с помощью COMSOL

Fig. 4. Method of numerical calculation of Rayleigh wave parameters under the electrode system in COMSOL

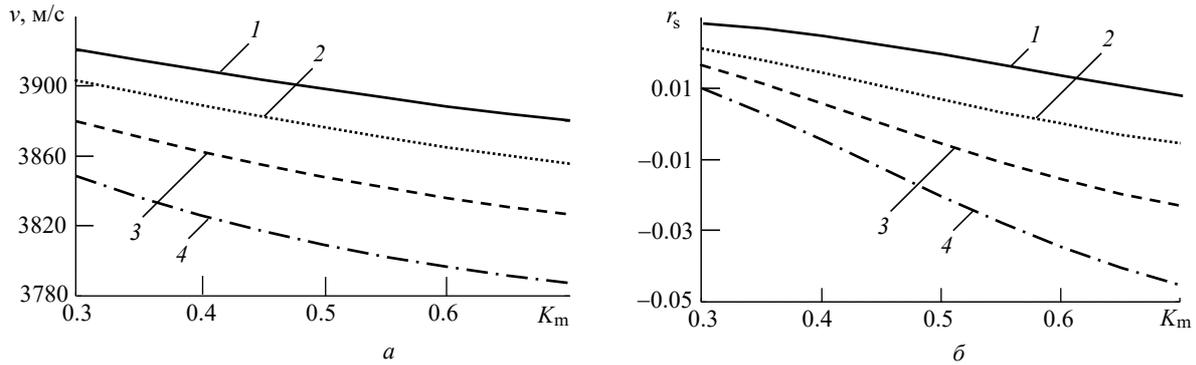


Рис. 5. Зависимость фазовой скорости ПАВ (а) и коэффициента отражения от единичного электрода (б) от коэффициента металлизации на подложке $128^\circ Y-X \text{ LiNbO}_3$ при относительной толщине металлизированного слоя H_m/λ , %: 1 – 0.1; 2 – 2; 3 – 3.5; 4 – 5

Fig. 5. Plots of (a) SAW phase velocity and (б) reflection coefficient of a single electrode vs. metallization coefficient for the $128^\circ Y-X \text{ LiNbO}_3$ substrate for relative metal thickness H_m/λ , %: 1 – 0.1; 2 – 2; 3 – 3.5; 4 – 5

Анализ в области собственных частот.

При наличии на поверхности электродов существует две собственные частоты. Для короткозамкнутой решетки это частоты f_{s1} , f_{s2} , для электрически разомкнутой (открытой решетки) – частоты f_{o2} , f_{o1} .

Зная все эти собственные частоты, можно вычислить следующие параметры [5, 16]:

$$v = \frac{(f_{s1} + f_{s2})\lambda}{2}$$

– фазовая скорость ПАВ под электродом короткозамкнутой решетки;

$$r_s = \pi \frac{(f_{s2} - f_{s1})}{f_{s2} + f_{s1}}$$

– коэффициент отражения ПАВ на один электрод короткозамкнутой решетки;

$$k = \pi \frac{(f_{o2} + f_{o1} - f_{s2} - f_{s1})}{f_{s2} + f_{s1}}$$

– эффективный коэффициент преобразования ПАВ.

По аналогии, зная собственные частоты f_{o2} , f_{o1} , можно рассчитать скорость ПАВ под электрически разомкнутой решеткой.

На основе описанной методики рассчитаны основные параметры МСМ: фазовая скорость волны (v) и коэффициент отражения от единичного электрода (r_s) для тестовой электродной структуры с шириной электрода $\lambda/4$. Полученные расчетные зависимости фазовой скорости и коэффициента отражения на ниобате лития приведены на рис. 5.

рости и коэффициента отражения на ниобате лития приведены на рис. 5.

Анализ зависимости фазовых скоростей и коэффициентов отражения еще раз подтверждает, что в сильных пьезоэлектрических материалах, таких как ниобат лития, наибольший вклад вносит электрическая нагрузка поверхности, в то время как для слабых пьезоэлектрических материалов наибольшее влияние имеет механическая нагрузка. Это хорошо видно на примере ниобата лития среза $128^\circ Y-X$. Несмотря на то что электрод физически нагружает подложку, существуют такие значения коэффициента металлизации и относительной толщины металлического слоя, при которых коэффициент отражения равен нулю, по-видимому, механическая и электрическая составляющие компенсируют друг друга.

Статический анализ. Данный тип анализа очень полезен и удобен для анализа численного значения статической емкости электродов (иногда данный параметр называют погонной емкостью). Для анализируемой тестовой ячейки необходимо задать потенциалы, под которыми находятся электроды (в данном случае потенциал +1 В и нулевой потенциал или "земля"). После расчета можно наблюдать картину распределения потенциала по глубине подложки (рис. 6, а) и на ее поверхности (рис. 6, б). Встроенными средствами COMSOL позволяет вывести числовое значение статической емкости для анализируемой тестовой ячейки. Так, для расщепленных электродов ($\lambda/8$) статиче-

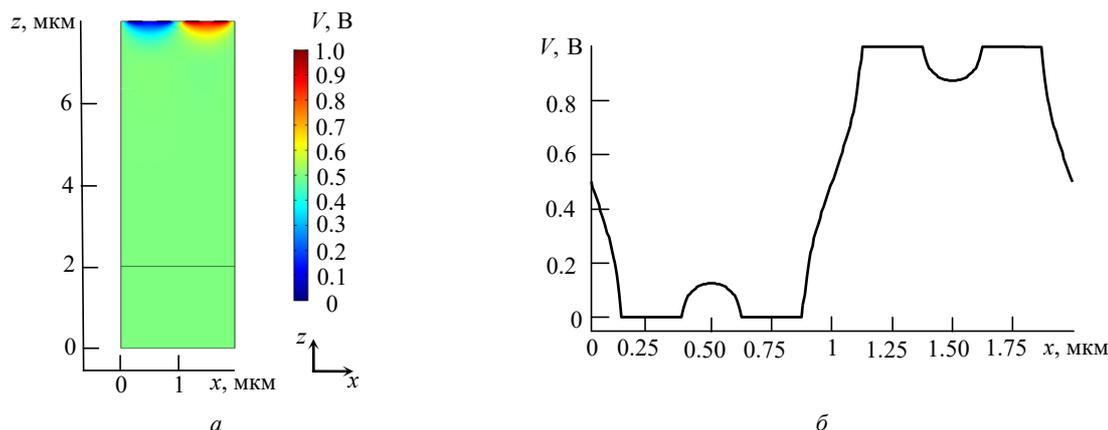


Рис. 6. Пример отображения численного решения для ВШП с расщепленными электродами в пакете COMSOL для статического анализа: *a* – распределение потенциала по глубине подложки; *b* – распределение потенциала по поверхности

Fig. 6. Example of plots a numerical solution for a split-electrode IDT in COMSOL for static analysis: *a* – potential distribution over the depth of the substrate; *b* – surface potential distribution

ская емкость на подложке $128^\circ Y-X \text{LiNbO}_3$ составляет $C_1 = 696.1$ пФ/м, а для преобразователя с электродами $\lambda/4$ емкость пары $C_0 = 492.2$ пФ/м. Отношение $C_1/C_0 = 1.41$, что точно соответствует известным теоретическим и экспериментальным данным [17]. Сравнение с известными источниками позволяет сделать вывод об эффективности данного типа анализа. Для материалов с низкой эффективной диэлектрической проницаемостью (различные срезы кварца ($\epsilon \approx 4.5 \dots 5.5$)) необходимо учитывать и добавлять в расчет воздушный слой ($\epsilon = 1$) над электродами.

Сравнение результатов расчета и эксперимента. На основе извлеченных параметров ПАВ были рассчитаны характеристики транс-

версальных фильтров на ПАВ на подложках $128^\circ Y-X \text{LiNbO}_3$ и $36^\circ Y-X \text{SiO}_2$. Каждый из фильтров состоял из входного и выходного ВШП. Входной преобразователь каждого фильтра имеет амплитудную аподизацию. Выходной ВШП в фильтре на ниобате лития – неаподизованный, а выходной ВШП в фильтре на кварце имеет взвешивание методом удаления электродов. Результаты расчета и измерений амплитудно-частотных характеристик представлены на рис. 7 и показывают хорошее совпадение теоретических и экспериментальных кривых. Вносимые потери для фильтра на ниобате лития (рис. 7, *a*) составили 19.3 дБ, относительная полоса пропускания по уровню -3 дБ – 14.6 %, неравномерность в полосе пропускания 0.4 дБ, подавление в полосе заграждения

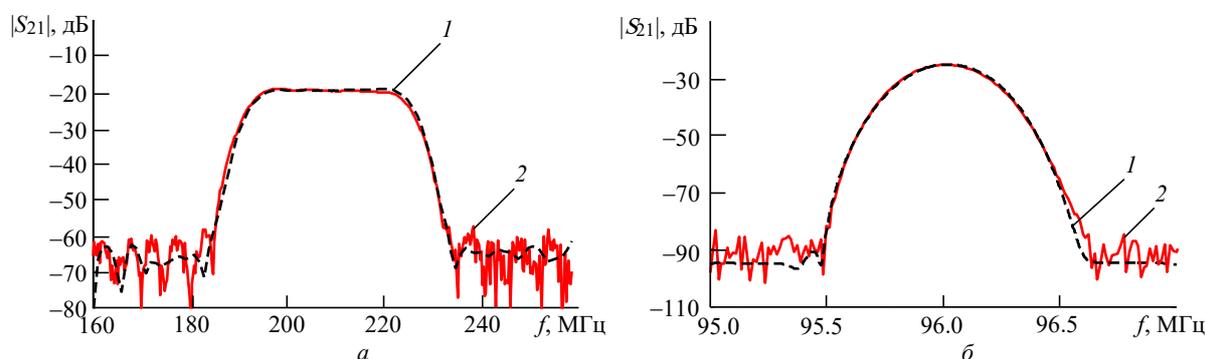


Рис. 7. Амплитудно-частотные характеристики трансверсальных фильтров на ПАВ на подложках $128^\circ Y-X \text{LiNbO}_3$ (*a*) и $36^\circ Y-X \text{SiO}_2$ (*b*): 1 – расчет на основе МСМ с использованием извлеченных по предложенной методике параметров ПАВ; 2 – эксперимент

Fig. 7. Frequency responses of transversal filters on substrates $128^\circ Y-X \text{LiNbO}_3$ (*a*) and $36^\circ Y-X \text{SiO}_2$ (*b*): 1 – calculated by COM using the SAW parameters derived by the proposed method; 2 – experimental

–40 дБ. Вносимые потери для фильтра на кварце (рис. 7, б) составили 25.3 дБ, относительная полоса пропускания по уровню –3 дБ – 0.3 %, неравномерность в полосе пропускания 0.1 дБ, подавление в полосе заграждения –60 дБ. Некоторые расхождения расчетных и экспериментальных результатов в полосе заграждения можно объяснить наличием паразитных индуктивностей и емкостей соединительных проводников, контактных шин и корпуса, а также влиянием такого "вторичного" эффекта, как дифракция.

Обсуждение результатов. В статье предложена и апробирована оригинальная методика оценки основных МСМ-параметров ПАВ Рэлея на основе анализа собственных частот и статического анализа с помощью пакета COMSOL Multiphysics. Прежде всего такой методологический подход позволяет отказаться от большого числа экспериментальных исследований для получения требуемых параметров [12], поскольку эксперимент заменяется физико-математическим моделированием. Наличие большого числа степеней свободы при разработке топологий устройств подразумевает под собой и большое число анализируемых тестовых структур и соответствующих экспериментов. Использование же численного анализа позволяет отказаться от эксперимента и сократить затраты на разработку.

По сравнению с уже известными численными методами получения ключевых параметров стоит отметить следующие важные моменты. Во-первых, наиболее популярный численный способ получения МСМ-параметров ПАВ основан на извлечении их из дисперсионных кривых [13–15]. В предложенном подходе нет необходимости рассматривать дисперсионные кривые. Во-вторых, некоторые численные алгоритмы используют анализ полной проводимости тестовой ячейки в зависимости от частоты [7, 10, 16]. Например, известен способ определения эффективного КЭМС с помощью классического метода "резонанса – антирезонанса" в выбранном диапазоне частот, но для точного описания требуется большое число частотных точек, особенно в окрестностях резонансных частот. Если расчет одной пары собственных частот для выбранных параметров геометрии и материала по рассматриваемой в данной статье

методике занимает 3...5 с, то расчет полной проводимости – 15...20 мин в зависимости от числа точек и диапазона частот. При условии что требуется анализ большого числа тестовых структур, такой способ анализа интересен лишь для небольшого набора тестовых структур. В предложенной авторами методике оценки параметров волн Рэлея нет необходимости рассматривать характеристику полной проводимости. Применение для численного анализа пакета COMSOL Multiphysics, в котором методика опирается только на собственные частоты, позволяет получить необходимые МСМ-параметры, сокращая время разработки при анализе тестовых структур. Кроме того, средства COMSOL Multiphysics обеспечивают прорисовку геометрии ВШП любой формы, контролируя при этом все промежуточные этапы анализа (от выбора материальных констант и сетки до визуализации любой механической компоненты волны и глубины ее проникновения в подложку). Сравнение полученных результатов с данными из литературных источников показало расхождение результатов по скорости не более 0.08 %, по КЭМС – не более 1 %.

Практическая значимость работы, по мнению авторов, состоит в следующем:

– данная методика позволяет получить все параметры ПАВ Рэлея, необходимые для моделирования и предварительного расчета характеристик устройств с помощью популярного у разработчиков МСМ;

– предложенная методика распространяется не только на ВШП и ОС с электродами $\lambda/4$, но и на преобразователи с шириной электрода $\lambda/8$ (расщепленными электродами) и $\lambda/6$, на однонаправленные преобразователи типа DART (Distributed acoustic reflection transducer), EWC (Electrode Width Control) [17], а также другие конструкции, для которых можно выделить периодически повторяющуюся геометрию и сконфигурировать тестовую ячейку в одну длину волны;

– предложенный способ получения параметров позволяет сформировать библиотеку параметров ПАВ для каждого материала, профиля электрода, коэффициента и толщины металлизации, соответствующей геометрии ВШП и ОС, к которой можно обращаться при разра-

ботке различного класса устройств на ПАВ: фильтров, резонаторов, линий задержки;

– при необходимости можно анализировать новые материалы и срезы, для которых известны набор физических констант и углы Эйлера и отсутствуют численные данные по параметрам ПАВ.

Среди ограничений применения данной методики следует выделить два основных:

1. Поскольку тестовые структуры рассматриваются как бесконечные решетки, в которых не учитываются такие эффекты, как дифракция и волноводный эффект [21], то результаты будут справедливы для значения апертур более 10 длин волн. При малых апертурах необходимо рассматривать не одну акустическую моду, а несколько мод, и у каждой из них будут свои параметры ПАВ. И если такой эффект, как дифракция, можно рассчитать при использовании МСМ, то волноводный эффект требует отдельного анализа параметров каждой моды.

2. Для работы с другими типами волн, например с псевдоповерхностными волнами, или вытекающими ПАВ, необходимо учитывать еще ряд параметров, два из которых требуют расширения данной методики – это возбуждение объемных мод после некоторой верхней частоты и рассеивание основной моды в объем подложки.

Заключение. Предложена методика оценки основных параметров ПАВ Рэлея в периодических электродных структурах. С использованием пакета COMSOL Multiphysics выполнен расчет параметров ПАВ на свободной, металлизированной поверхностях и под металлическими электродами для подложек из ниобата лития, танталата лития и кварца. Использование рассчитанных параметров необходимо при проектировании различных классов акустоэлектронных устройств. Выполненное сравнение результатов расчета и экспериментальных характеристик коэффициента передачи для ряда трансверсальных фильтров показало хорошее совпадение. Используемая модель связанных мод, матричный подход к формализации вычислений, а также анализ МСМ-параметров в пакете COMSOL Multiphysics предоставляют разработчику эффективный и легко адаптируемый к изменениям топологии инструмент для предварительного расчета характеристик акустоэлектронных устройств.

Описанная методика по аналогии может быть использована при анализе устройств, имеющих более сложную топологическую структуру ВШП и ОС, на подложках из любых материалов, а также устройств на акустических волнах других типов.

Список литературы

1. Фильтрация и спектральный анализ радиосигналов. Алгоритмы. Структуры. Устройства / под ред. Ю. В. Гуляева. М.: Радиотехника, 2020. 504 с.

2. Балышева О. Л. Подложки для функциональных устройств на ПАВ // Техника радиосвязи. 2017. Вып. 1 (32). С. 92–101.

3. Койгеров А. С. Аналитический подход к расчету резонаторного комбинированного фильтра на поверхностных акустических волнах на основе модели связанных мод // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 16–28. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-16-28

4. Plessky V. P., Koskela J. Coupling-of-modes analysis of SAW devices // Int. J. High Speed Electr. and Syst. 2000. Vol. 10, № 4. P. 867–947. doi: 10.1142/S0129156400000684

5. Hashimoto K. Surface Acoustic Wave Devices in Telecommunications: modeling and simulation. Heidelberg: Springer Berlin, 2000. 330 p. doi: 10.1007/978-3-662-04223-6

6. Sveshnikov B., Koigerov A., Yankin S. Unveiling the polarization of the multimode acoustic fields //

Ultrasonics. 2018. Vol. 82. P. 209–216. doi: 10.1016/j.ultras.2017.08.011

7. A Novel Method to Extract COM Parameters for SAW Based on FEM / Y. Zhang, J. Jin, H. Li, H. Hu // Symp. on Piezoelectricity, Acoustic Waves and Device Applications (SPAWD). Harbin, China, 11–14 Jan. 2019. Piscataway: IEEE, 2019. P. 1–5. doi: 10.1109/SPAWDA.2019.8681838

8. Новая конструкция многоканальной ПАВ-радиометки на основе многополоскового ответвителя / В. Р. Реут, А. С. Койгеров, С. С. Андрейчев, С. П. Дорохов, А. С. Салов // Нано- и микросистемная техника. 2019. Т. 21, № 10. С. 579–593. doi: 10.17587/nmst.21.579-593

9. Systematical Study of the Basic Properties of Surface Acoustic Wave Devices Based on ZnO and GaN Multilayers / J. Shen, S. Fu, R. Su, H. Xu, F. Zeng, Ch. Song, F. Pan // Electronics. 2021. Vol. 10, № 1. P. 23. doi: 10.3390/electronics10010023

10. Periodic Analysis of Surface Acoustic Wave Resonator with Dimensionally Reduced PDE Model Using COMSOL Code / Q. Zhang, Z. Chen, Y. Chen,

J. Dong, P. Tang, S. Fu, H. Wu, J. Ma, X. Zhao // *Micromachines*. 2021. Vol. 12, № 2. P. 1–14. doi: 10.3390/mi12020141

11. Full 3D FEM Analysis of Scattering at a Border Between IDT and Reflector in SAW Resonators / A. Iyama, X. Li, J. Bao, N. Matsuoka, T. Omori, K. Hashimoto // *IEEE Intern. Ultrasonics Symp.* Glasgow, UK, 6–9 Oct. 2019. Piscataway: IEEE, 2019. P. 1235–1238. doi: 10.1109/ULTSYM.2019.8925826

12. Automated COM parameter extraction for SiO₂/LiNbO₃ and SiO₂/LiTaO₃ substrates / S. Malocha, K. J. Gamble, H. Dong, A. Dharmalingam // *IEEE Intern. Ultrasonics Symp.* Tours, France, 18–21 Sept. 2016. Piscataway: IEEE, 2016. P. 1–4. doi: 10.1109/ULTSYM.2016.7728387

13. Pastureaud T. Evaluation of the P-matrix parameters frequency variation using periodic FEM/BEM analysis // *IEEE Ultrasonics Symp.* Montreal, Quebec, Canada, 23–27 Aug. 2004. Piscataway: IEEE, 2004. Vol. 1. P. 80–84. doi: 10.1109/ULTSYM.2004.1417673

14. Simulation of wireless passive SAW sensors based on FEM/BEM model / Q. Fu, W. Luo, Y. Wang, J. Wang, D. Zhou // *IEEE Ultrasonics Symp.* Beijing, China, 2–5 Nov. 2008. Piscataway: IEEE, 2008. P. 1861–1864. doi: 10.1109/ULTSYM.2008.0458

15. Cherednick V. I., Dvoesherstov M. Y. COM Parameters of Langasite Crystal // *IEEE Ultrasonics Symp. Proc.* New York, USA, 28–31 Oct. 2007. Piscataway: IEEE, 2007. P. 2351–2354. doi: 10.1109/ULTSYM.2007.591

16. Tikka A., Said Al-Sarawi, Abbott D. Acoustic Wave Parameter Extraction with Application to Delay Line Modelling Using Finite Element Analysis // *Sensors & Transducers J.* 2008. Vol. 95, iss. 8. P. 26–39.

17. Morgan D. *Surface Acoustic Wave Filters With Applications to Electronic Communications and Signal Processing*. Cambridge: Academic Press, 2010. 448 p.

18. Campbell C. K. *Surface Acoustic Wave Devices for Mobile and Wireless Communication*. Boston: Academic Press, 1998. 631 p.

19. Inagawa K., Koshiba M. Equivalent networks for SAW interdigital transducers // *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*. 1994. Vol. 41, № 3. P. 402–411. doi: 10.1109/58.285476

20. Qiao D., Liu W., Smith P. M. General Green's functions for SAW device analysis // *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*. 1999. Vol. 46, № 5. P. 1242–1253. doi: 10.1109/58.796129

21. Свешников Б. В., Багдасарян А. С. Основные принципы формирования поперечных мод в многослойных волноводах поверхностных акустических волн // *Изв. высш. учеб. заведений. Радиофизика*. 2016. Т. 59, № 2. С. 108–123. doi: 10.1007/s11141-016-9713-7

Информация об авторах

Койгеров Алексей Сергеевич – кандидат технических наук (2011), доцент (2021) кафедры микро- и наноэлектроники (МНЭ) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 35 научных публикаций. Сфера научных интересов – моделирование и проектирование микроприборов и устройств на поверхностных акустических волнах.

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

E-mail: a.koigerov@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-6602-0528>

Балышева Ольга Леонидовна – кандидат технических наук (1998), доцент (2006) кафедры конструирования и технологий электронных и лазерных средств Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 50 научных публикаций. Сфера научных интересов – устройства на поверхностных акустических волнах; пьезоэлектрические материалы.

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

E-mail: balysheva@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2071-074X>

References

1. Aristarkhov G. M., Gulyaev Yu. V., Dmitriev V. F., Zajchenko K. V., Komarov V. V. *Fil'tratsiya i spektral'nyi analiz radiosignalov. Algoritmy. Struktury. Ustroistva* [Filtering and Spectral Analysis of Radio Signals. Algorithms. Structures. Devices]. Ed. by Yu. V. Gulyaev. Moscow, *Radiotekhnika*, 2020, 504 p. (In Russ.)

2. Balysheva O. L. The Substrates for Functional SAW Devices. *Radio Communication Technology*. 2017, iss. 1 (32), pp. 92–101. (In Russ.)

3. Koigerov A. S. Analytical Approach to Designing a Combined-Mode Resonator Filter on Surface Acoustic Waves Using the Model of Coupling of Modes. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 16–28. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-16-28

4. Plessky V. P., Koskela J. Coupling-of-Modes Analysis of SAW Devices. *Int. J. High Speed Electr.*

and Syst. 2000, vol. 10, no. 4, pp. 867–947. doi: 10.1142/S0129156400000684

5. Hashimoto K. Surface Acoustic Wave Devices in Telecommunications: Modeling and Simulation. Heidelberg, Springer Berlin, 2000, 330 p. doi: 10.1007/978-3-662-04223-6

6. Sveshnikov B., Koigerov A., Yankin S. Unveiling the Polarization of the Multimode Acoustic Fields. Ultrasonics. 2018, vol. 82, pp. 209–216. doi: 10.1016/j.ultras.2017.08.011

7. Zhang Y., Jin J., Li H., Hu H. A Novel Method to Extract COM Parameters for SAW Based on FEM. Symp. on Piezoelectricity, Acoustic Waves and Device Applications (SPAWD). Harbin, China, 11–14 Jan. 2019. IEEE, 2019, pp. 1–5. doi: 10.1109/SPAWDA.2019.8681838

8. Reut V. R., Koigerov A. S., Andreychev S. S., Dorokhov S. P., Salov A. S. The New Design of SAW ID Tags on Base of Multistrip Coupler. Nano- and Microsystems Technology. 2019, vol. 21, no. 10, pp. 579–593. doi: 10.17587/nmst.21.579-593

9. Shen J., Fu S., Su R., Xu H., Zeng F., Song Ch., Pan F. Systematical Study of the Basic Properties of Surface Acoustic Wave Devices Based on ZnO and GaN Multilayers. Electronics. 2021, vol. 10, no. 1, p. 23. doi: 10.3390/electronics10010023

10. Zhang Q., Chen Z., Chen Y., Dong J., Tang P., Fu S., Wu H., Ma J., Zhao X. Periodic Analysis of Surface Acoustic Wave Resonator with Dimensionally Reduced PDE Model Using COMSOL Code. Micromachines. 2021, vol. 12, no. 2, pp. 1–14. doi: 10.3390/mi12020141

11. Iyama A., Li X., Bao J., Matsuoka N., Omori T., Hashimoto K. Full 3D FEM Analysis of Scattering at a Border Between IDT and Reflector in SAW Resonators. IEEE Intern. Ultrasonics Symposium, Glasgow, UK, 6–9 Oct. 2019. Piscataway, IEEE, 2019, pp. 1235–1238. doi: 10.1109/ULTSYM.2019.8925826

12. Malocha S., Gamble K. J., Dong H., Dharmalingam A. Automated COM Parameter Extraction for SiO₂/LiNbO₃ and SiO₂/LiTaO₃ Substrates. IEEE Intern. Ultrasonics Symp. Tours, France, 18–21 Sept. 2016.

Piscataway, IEEE, 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/ULTSYM.2016.7728387

13. Pastureaud T. Evaluation of the P-Matrix Parameters Frequency Variation Using Periodic FEM/BEM Analysis. IEEE Ultrasonics Symp. Montreal, Quebec, Canada, 23–27 Aug. 2004. Piscataway, IEEE, 2004, vol. 1, pp. 80–84. doi: 10.1109/ULTSYM.2004.1417673

14. Fu Q., Luo W., Wang Y., Wang J., Zhou D. Simulation of Wireless Passive SAW Sensors Based on FEM/BEM Model. IEEE Ultrasonics Symp. Beijing, China, 2–5 Nov. 2008. Piscataway, IEEE, 2008, pp. 1861–1864. doi: 10.1109/ULTSYM.2008.0458

15. Cherednick V. I., Dvoesherstov M. Y. COM Parameters of Langasite Crystal. IEEE Ultrasonics Symp. Proc. New York, USA, 28–31 Oct. 2007. Piscataway, IEEE, 2007, pp. 2351–2354. doi: 10.1109/ULTSYM.2007.591

16. Tikka A., Said Al-Sarawi, Abbott D. Acoustic Wave Parameter Extraction with Application to Delay Line Modelling Using Finite Element Analysis. Sensors & Transducers J. 2008, vol. 95, iss. 8, pp. 26–39.

17. Morgan D. Surface Acoustic Wave Filters With Applications to Electronic Communications and Signal Processing. Cambridge, Academic Press, 2010, 448 p.

18. Campbell C. K. Surface Acoustic Wave Devices for Mobile and Wireless Communication. Boston, Academic Press, 1998, 631 p.

19. Inagawa K., Koshiba M. Equivalent Networks for SAW Interdigital Transducers. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control. 1994, vol. 41, no. 3, pp. 402–411. doi: 10.1109/58.285476

20. Qiao D., Liu W., Smith P. M. General Green's Functions for SAW Device Analysis. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control. 1999, vol. 46, no. 5, pp. 1242–1253. doi: 10.1109/58.796129

21. Sveshnikov B. V., Bagdasaryan A. S. The Main Principles of Formation of the Transverse Modes in the Multilayered Waveguides of Surface Acoustic Waves. Radiophysics and Quantum Electronics. 2016, vol. 59, no. 6, pp. 449–460. doi: 10.1007/s11141-016-9713-7

Information about the authors

Aleksey S. Koigerov, Cand. Sci. (Eng.) (2011), Associate Professor (2021) of the Department of Micro- and Nano Electronics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 35 scientific publications. Area of expertise: modeling and design of microdevices based on surface acoustic waves.

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

E-mail: a.koigerov@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-6602-0528>

Olga L. Balyшева, Cand. Sci. (Eng.) (1998), Associate Professor (2006) of the Department of Design and Technology of Electronic and Laser Equipment of Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 50 scientific publications. Area of expertise: surface acoustic waves microdevices; piezoelectric materials.

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

E-mail: balysheva@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2071-074X>

Взаимная синхронизация антиферромагнитных спинтронных осцилляторов

А. Ю. Митрофанова^{1,2}, А. Р. Сафин^{1,3✉}, О. В. Кравченко^{1,4}, С. А. Никитов^{1,2}

¹Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

²Московский физико-технический институт, Долгопрудный, Россия

³Национальный исследовательский университет "МЭИ", Москва, Россия

⁴Вычислительный центр им. А. А. Дородницына РАН, Москва, Россия

✉arsafin@gmail.com

Аннотация

Введение. Исследования последних лет привели к обнаружению качеств спинтронных осцилляторов, обеспечивающих их широкое применение на практике как устройств, обрабатывающих и генерирующих сигналы. Существенным ограничением практической реализации спинтронных осцилляторов является их малая мощность, из-за чего появляется необходимость их синхронизации.

Цель работы. Определение условий реализации синхронного режима двух связанных посредством общего тока антиферромагнитных спинтронных осцилляторов.

Материалы и методы. Для упрощения численного моделирования системы связанных резистивно антиферромагнитных осцилляторов был использован метод многих масштабов, позволивший рассматривать систему уравнений Курамото вместо исходной. Для определения полосы захвата модели Курамото был применен метод аппроксимации гомоклинической траектории.

Результаты. Получено уравнение Курамото для фаз парциальных осцилляторов, учитывающее влияние инерционного слагаемого и фазового сдвига между ними. Получены выражения для полосы захвата и синхронизации как функции параметров системы (токов подкачки, размеров) и проведено численное моделирование, позволяющее количественно определить границы существования двух режимов: синхронного и асинхронного.

Заключение. Результаты численного моделирования системы уравнений Курамото и уравнения Адлера для двух связанных спинтронных осцилляторов соответствуют найденным теоретически значениям полос захвата и синхронизации. Схему приведения модели антиферромагнитных осцилляторов к модели Курамото в дальнейшем можно распространить и на случай большего количества связанных осцилляторов, что позволит упростить вычислительный эксперимент и существенно сократить время численного моделирования.

Ключевые слова: синхронизация, полоса захвата, модель Курамото, уравнение Адлера, АФМ-осциллятор

Для цитирования: Взаимная синхронизация антиферромагнитных спинтронных осцилляторов / А. Ю. Митрофанова, А. Р. Сафин, О. В. Кравченко, С. А. Никитов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 5. С. 80–90. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-5-80-90

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (тема № FFWZ-2022-0015).

Статья поступила в редакцию 26.07.2022; принята к публикации после рецензирования 19.09.2022; опубликована онлайн 29.11.2022

Mutual Synchronization of Antiferromagnetic Spintronic Oscillators

Anastasia Yu. Mitrofanova^{1,2}, Ansar R. Safin^{1,3✉}, Oleg V. Kravchenko^{1,4}, Sergey A. Nikitov^{1,2}

¹Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics, RAS, Moscow, Russia

²Moscow Institute of Physics and Technology, Moscow Region, Russia

³National Research University "MPEI", Moscow, Russia

⁴Institution of Russian Academy of Sciences Dorodnicyn Computing Centre of RAS, Moscow, Russia

✉arsafin@gmail.com

Abstract

Introduction. Recent studies into the properties of spintronic oscillators have led to broadening their scope of practical application as devices for generating and processing signals. The practical implementation of spintronic oscillators is, however, significantly limited by their low power capacity, thus requiring synchronization between devices.

Aim. Determination of conditions for the implementation of the synchronous regime of two antiferromagnetic spintronic oscillators coupled by a common current.

Materials and methods. To simplify the numerical simulation of a system of coupled resistively antiferromagnetic oscillators, the method of multiple-time-scale analysis was used. This allowed a system of Kuramoto equations to be considered instead of the original system. To determine the locking band of the Kuramoto model, the homoclinic trajectory approximation method was applied.

Results. A system of Kuramoto equation for the phases of partial oscillators under the influence of the inertial term and phase shift was obtained. Expressions describing the locking and synchronization band as functions of the system parameters (bias currents and sizes) were derived. The numerically simulated Kuramoto model was used to determine the bands of the synchronous and asynchronous regimes.

Conclusion. The results of numerical simulations of the system of Kuramoto equations and the Adler equation for two coupled spintronic oscillators agree well with the theoretically calculated values of locking and synchronization ranges. The scheme for reducing the model of antiferromagnetic oscillators to a Kuramoto model can be further extended to the case of a larger number of coupled oscillators, which will simplify computational experiments and significantly reduce the time required for numerical simulations.

Keywords: synchronization, locking band, Kuramoto model, Adler equation, AFM oscillator

For citation: Mitrofanova A. Yu., Safin A. R., Kravchenko O. V., Nikitov S. A. Mutual Synchronization of Antiferromagnetic Spintronic Oscillators. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 5, pp. 80–90. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-5-80-90

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

Source of financing. This work was supported by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (project no. FFWZ-2022-0015).

Submitted 26.07.2022; accepted 19.09.2022; published online 29.11.2022

Введение. Синхронизация автоколебательных систем является фундаментальной проблемой теории нелинейных колебаний и волн [1–6]. Современные методы нанотехнологии позволяют реализовать большие массивы взаимосвязанных осцилляторов, решающих задачи сложения мощностей, многомодовой генерации, нейроморфных вычислений и т. д. Примером наиболее перспективных являются спинтронные структуры, выполненные на основе магнитных тонких пленок в едином технологическом цикле и с практически

идентичными параметрами [7, 8]. Осцилляторы, выполненные на основе спинтроники, обладают рядом положительных качеств: возможностью перестройки резонансной частоты током и магнитным полем; совместимостью с технологией производства КМОП СБИС; интегрированностью в едином наноразмерном блоке резонансной системы, управителя частоты и активного элемента; возможностью реализации различных механизмов связи (консервативных и диссипативных). Соответствующие осцилляторы получили

название "спинтронные осцилляторы" (СО). Существенным недостатком, ограничивающим практическое применение СО, является низкая мощность выходных колебаний (порядка единиц нановатт). Решение данного вопроса может быть достигнуто с помощью соединения нескольких маломощных СО и их последующей синхронизации для сложения мощностей [9, 10]. Также явление синхронизации играет важную роль в нейроморфных вычислениях [11, 12], где решение когнитивной задачи предоставляется системе связанных осцилляторов [13, 14].

Спинтронные осцилляторы могут быть выполнены на основе ферромагнитных и антиферромагнитных магнитных пленок. Резонансные частоты ферромагнитных СО ограничены несколькими десятками гигагерц, а для возбуждения колебаний намагниченности на частотах в сотни и тысячи гигагерц требуются высокие плотности тока и величины поля подмагничивания, что существенно усложняет конструкцию осцилляторной системы. Резонансные частоты антиферромагнетиков находятся в широком частотном диапазоне – от единиц гигагерц до десятков терагерц, что связано с явлением обменного усиления [15] параметров материала (резонансных частот, скорости спиновых волн и т. д.). Широко исследуются физические и математические модели связанных резистивно, посредством общего тока, антиферромагнитных (АФМ) осцилляторов. АФМ-осцилляторы предлагают применять в качестве детекторов и генераторов терагерцевых сигналов [16, 17], а также в качестве логических элементов [18], которые можно использовать для нейропроцессоров.

Удобной моделью фазовых осцилляторов, описывающей явление синхронизации, является модель Курамото [19]. Она применима для описания процессов, в которых амплитуды осцилляторов достигли стационарного режима, а скорость изменения фаз заметно ниже. В некоторых работах сведение моделей ферромагнитных СО к модели Курамото служило средством определения границ области синхронного режима [20, 21]. Исследовались также модели ансамблей связанных осцилляторов Курамото с различной топологией объединения [22–24].

В данной статье исследуется модель Курамото фазовых антиферромагнитных спинтрон-

ных осцилляторов с учетом инерционного слагаемого и наличия фазового сдвига между осцилляторами. Структура работы следующая. Описывается физическая структура рассматриваемой модели двух связанных антиферромагнитных СО и принцип работы парциального осциллятора, построена его регулировочная характеристика (зависимость частоты колебаний от силы тока). Затем представлена модель связанных АФМ-осцилляторов с помощью метода многих масштабов сводится к модели Курамото и уравнению для разности фаз (уравнение Адлера), которое исследуется методом фазовой плоскости. Далее представлены результаты численного моделирования, демонстрирующие границы областей синхронизации и асинхронного режима. Далее обсуждаются полученные результаты.

Физическая структура. Рассмотрим гетероструктуру из двух связанных общим слоем нормального металла (НМ) АФМ-осцилляторов, каждый из которых еще расположен на отдельном слое НМ (рис. 1). По двум отдельным слоям НМ протекают постоянные токи $j_{DCj}, j=1,2$. Заметим, что для изучения синхронизации двух АФМ-осцилляторов подбираются такие значения токов j_{DCj} , что в антиферромагнетике они вызывают ротационное движение вектора Нееля в легкой плоскости (ЛП), которое приводит к возникновению спинового тока $j_{Sj}, j=1,2$ из АФМ-осциллятора в общий слой НМ, связывающий два осциллятора друг с другом. На рис. 1 представлена структура, где $\varphi_j, j=1,2$ – угол поворота вектора Нееля в ЛП. Под синхронизацией здесь понимается совпадение частот $d\varphi_j/dt$ осцил-

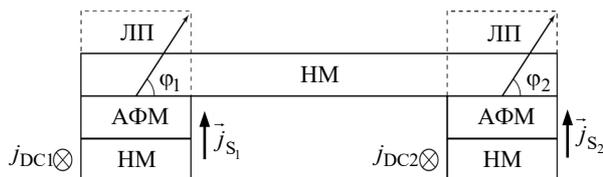


Рис. 1. Физическая структура двух связанных через общий слой тяжелого металла АФМ-осцилляторов

Fig. 1. Physical structure of two AFM-oscillators mutually coupled through a common heavy metal layer

ляции вектора Нееля в двух связанных антиферромагнетиках.

Динамика единичного АФМ-осциллятора описывается маятниковым уравнением вида

$$\frac{1}{\omega_{\text{ex}}}\ddot{\phi}_j + \alpha\dot{\phi}_j + \frac{\omega_e}{2}\sin 2\phi_j = \sigma j_{\text{DC}j}, \quad j=1,2. \quad (1)$$

Здесь $\omega_{\text{ex}} = \gamma H_{\text{ex}}$; $\omega_e = \gamma H_e$ являются частотами полей обмена H_{ex} и анизотропии (ЛП) H_e (γ – гирромагнитное отношение); α – коэффициент затухания Гилберта; $\sigma j_{\text{DC}j}$ – спиновый момент, где $\sigma = (2\pi)4.32$ Гц · см²/А – коэффициент спинового переноса; $j_{\text{DC}j}$ – плотность постоянного тока, протекающего по шине, на которой расположен j -й АФМ-осциллятор. Динамика единичного маятникового осциллятора хорошо известна и подробно изучалась в [25, 26]. Отметим, что в парциальном случае возможны 3 режима АФМ-осциллятора: докритический, характеризующийся устойчивым затухающим движением вектора Нееля в АФМ; послекритический, для которого характерно автоколебательное ротационное движение в ЛП; промежуточный, устойчивость которого зависит от начальных условий.

С помощью численного моделирования системы (1) для двух единичных АФМ-осцилляторов на рис. 2 показана, во-первых, зависимость частоты осциллятора АФМ2 от плотно-

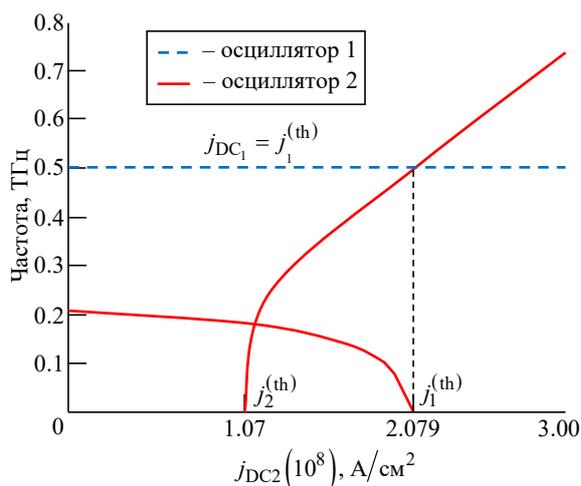


Рис. 2. Зависимость частот несвязанных антиферромагнитных спинтронных осцилляторов при фиксированном токе через первый осциллятор и варьировании тока через второй

Fig. 2. Frequency dependence of uncoupled antiferromagnetic spintronic oscillators at a fixed current through the first oscillator and varying the current through the second oscillator

сти постоянного тока $j_{\text{DC}2} \in [0.5 \cdot 10^8]$ А/см².

Два критических тока $j_2^{(\text{th})} = 1.07 \cdot 10^8$ А/см² и

$j_1^{(\text{th})} = 2.079 \cdot 10^8$ А/см² [27] делят рабочую

область на 3 подобласти: колебательную, ротационную и гистерезисную. Ток для осциллятора АФМ1 фиксирован, в частности для случая, показанного на рис. 2, $j_{\text{DC}1} = j_1^{(\text{th})} = \omega_e / (2\sigma)$.

Другие физические параметры для СО совпадают: $\omega_{\text{ex}} = 2\pi \cdot 27.5$ ТГц; $\alpha = 7 \cdot 10^{-3}$;

$\omega_e = 2\pi \cdot 1.75$ ГГц. Для парциального случая на

рис. 2 можно наблюдать точку пересечения графиков собственных частот осцилляторов АФМ1 и АФМ2. Чтобы избежать зависимости режима АФМ от начальных условий для исследования связанных осцилляторов, будем варьировать постоянный ток таким образом, что $j_{\text{DC}j} > j_1^{(\text{th})}$.

Для исследования взаимодействия двух АФМ-осцилляторов свяжем их резистивно через общий слой НМ, что отразится на связи через производную в математической модели [18]:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\omega_{\text{ex}}}\ddot{\phi}_j + \alpha\dot{\phi}_j + \frac{\omega_e}{2}\sin 2\phi_j = \\ = \sigma j_{\text{DC}j} + \sum_{i=1}^N k_{ji}\dot{\phi}_i, \end{aligned} \quad (2)$$

где $k_{ji} \sim 10^{-3}$ – коэффициенты связи, по порядку величин соответствующие коэффициенту затухания. Обратим внимание, что проведение вычислительного эксперимента с моделью (1) уже сопряжено со значительными затратами времени и вычислительными сложностями. Чтобы упростить вычисления для численного моделирования, сведем (2) к модели Курамото с помощью метода многих масштабов. Ранее метод многих масштабов применялся для маятниковых уравнений с консервативной связью для осцилляторов Джозефсона [20, 26].

Переход к модели Курамото методом многих масштабов. Исследуем систему дифференциальных уравнений (2) методом многих масштабов, аналогично модели для осцилляторов Джозефсона в [20]. Предварительно приве-

дем систему (2) к безразмерному виду, домножив ее на 2 и обозначив $\Phi = 2\varphi$, и перейдем к безразмерному времени $\omega_0 t$, где $\omega_0 = \sqrt{\omega_e \omega_{ex}}$. Запишем получившееся уравнение:

$$\frac{d^2 \Phi_j}{d(\omega_0 t)^2} + \alpha \frac{\omega_{ex}}{\omega_0} \frac{d\Phi_j}{d(\omega_0 t)} + \sin \Phi_j = \frac{2\sigma_{DCj} \omega_{ex}}{\omega_0^2} + \frac{\omega_{ex}}{\omega_0} \sum_{i=1}^N k_{ji} \frac{\Phi_i}{d(\omega_0 t)}. \quad (3)$$

Далее внесем коэффициент $\gamma = \alpha \omega_{ex} / \omega_0$ в переменную времени $\tilde{\tau} = \omega_0 t / \gamma$ и поделим (3) на $\zeta_{DC} = 2\sigma_{DC_{fix}} \omega_{ex} / \omega_0^2$, введя малый безразмерный параметр $\varepsilon = 1 / \zeta_{DC}$ при синусе, причем $J_{DC_{fix}} = J_{DC1}$ – это постоянный ток, отвечающий за фиксированную частоту одного из связанных осцилляторов. Для безразмерных переменных $\tau = \zeta_{DC} \omega_0 t / \gamma$; $m = \zeta_{DC} / \gamma^2$; $l_j = J_{DCj} / J_{DC_{fix}}$ и $\kappa_{ji} = k_{ji} \omega_{ex} / (\gamma \omega_0)$ получим

$$m \frac{d^2 \Phi_j}{d\tau^2} + \frac{d\Phi_j}{d\tau} + \varepsilon \sin \Phi_j = l_j + \sum_{i=1}^N \kappa_{ji} \frac{d\Phi_i}{d\tau}. \quad (4)$$

Введем независимые временные переменные масштабов $T_n = \varepsilon^n \tau$, а искомые функции Φ_j запишем в виде $\Phi_j = \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon^n \Phi_{nj}(T_0, T_1, T_2, \dots)$. Принимая $\partial_n = \partial / \partial T_n$ и

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\tau} &= \partial_0 + \varepsilon \partial_1 + \varepsilon^2 \partial_2 + \varepsilon^3 \partial_3; \\ \frac{d^2}{d\tau^2} &= \partial_0^2 + 2\varepsilon \partial_0 \partial_1 + \varepsilon^2 (2\partial_0 \partial_2 + \partial_1^2) + \\ &+ 2\varepsilon^3 (\partial_0 \partial_3 + \partial_1 \partial_2); \\ \sin \Phi_j &= \sin(\Phi_{0j} + \varepsilon \Phi_{1j} + \varepsilon^2 \Phi_{2j} + \varepsilon^3 \Phi_{3j} + \dots) = \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon^n S_{nj}, \end{aligned}$$

где $S_{0j} = \sin \Phi_{0j}$; $S_{1j} = \varepsilon \Phi_{1j} \cos \Phi_{0j}$; $S_{2j} = \varepsilon^2 \times (\Phi_{2j} \cos \Phi_{0j} - 0.5 \Phi_{1j}^2 \sin \Phi_{0j})$ и т. д., представим (4) в следующем виде:

$$\begin{aligned} m \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon^n \left[\partial_0^2 + 2\varepsilon \partial_0 \partial_1 + \varepsilon^2 (2\partial_0 \partial_2 + \partial_1^2) + \right. \\ \left. + 2\varepsilon^3 (\partial_0 \partial_3 + \partial_1 \partial_2) \right] \Phi_{nj} + \\ + \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon^n \left[\partial_0 + \varepsilon \partial_1 + \varepsilon^2 \partial_2 + \varepsilon^3 \partial_3 \right] \Phi_{nj} + \\ + \varepsilon \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon^n S_{nj} = \\ = l_j + \sum_i \kappa_{ji} \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon^n \left[\partial_0 + \varepsilon \partial_1 + \varepsilon^2 \partial_2 + \varepsilon^3 \partial_3 \right] \Phi_{ni}. \quad (5) \end{aligned}$$

В нулевом приближении оставим в (5) члены нулевого порядка малости и получим уравнение

$$m \partial_0^2 \Phi_{0j} + \partial_0 \Phi_{0j} = l_j + \kappa_{ji} \partial_0 \Phi_{0j},$$

решая которое, отбросим быстро затухающие слагаемые (аналогично с тем, как это было сделано в [20]). Тогда в качестве решения (5) получим

$$\begin{aligned} \Phi_{01} &= \frac{l_1 + l_2 \kappa_{12}}{1 - \kappa_{12} \kappa_{21}} T_0 + C_1^{(0)}, \\ \Phi_{02} &= \frac{l_2 + l_1 \kappa_{21}}{1 - \kappa_{12} \kappa_{21}} T_0 + C_2^{(0)}. \end{aligned}$$

Здесь константы $C_1^{(0)}, C_2^{(0)}$ являются постоянными по отношению к T_0 , поэтому на их месте можно записать функцию от T_1, T_2, T_3, \dots . Коэффициенты при T_0 обозначим, соответственно, ω_1, ω_2 . Тогда решение нулевого приближения будет иметь вид

$$\begin{aligned} \Phi_{01} &= \omega_1 T_0 + \psi_1(T_1, T_2, T_3); \\ \Phi_{02} &= \omega_2 T_0 + \psi_2(T_1, T_2, T_3). \end{aligned} \quad (6)$$

В первом приближении решение следующего уравнения

$$\begin{aligned} 2m \partial_0 \partial_1 \Phi_{0j} + m \partial_0^2 \Phi_{0j} + \partial_1 \Phi_{0j} + \\ + \partial_0 \Phi_{1j} + S_{0j} = \kappa_{ji} \partial_1 \Phi_{0i} + \Phi_{1i} \end{aligned} \quad (7)$$

будем искать в форме

$$\Phi_{1j} = A_j^{(1)} T_0 + B_j^{(1)} \sin \Phi_{0j} + C_j^{(1)} \cos \Phi_{0j}, \quad (8)$$

где $A_j^{(n)}, B_j^{(n)}, C_j^{(n)}$ – некоторые коэффициенты, которые необходимо определить, используя найденные на предыдущем этапе Φ_{01}, Φ_{02} (6).

Номер n совпадает с текущим приближением. Для синуса и косинуса аргумента Φ_{02} запишем

$$\begin{aligned}\sin \Phi_{02} &= \sin(\Phi_{01} + [\Phi_{02} - \Phi_{01}]) = \\ &= \sin \Phi_{01} \cos \Delta + \cos \Phi_{01} \sin \Delta; \\ \cos \Phi_{02} &= \cos(\Phi_{01} + [\Phi_{02} - \Phi_{01}]) = \\ &= \cos \Phi_{01} \cos \Delta - \sin \Phi_{01} \sin \Delta,\end{aligned}$$

где $\Delta = \Phi_{02} - \Phi_{01}$. При этом $\sin \Phi_{01}$ и $\cos \Phi_{01}$ оставим без изменений. Подставив в (8) производные известных Φ_{01}, Φ_{02} и тригонометрические функции, а также приравняв друг к другу слагаемые при единице, из (7) получим систему

$$\begin{aligned}A_1^{(1)} - \kappa_{12}A_2^{(1)} - \kappa_{12}\partial_1\psi_2 + \partial_1\psi_1 &= 0; \\ A_2^{(1)} - \kappa_{21}A_1^{(1)} - \kappa_{21}\partial_1\psi_1 + \partial_1\psi_2 &= 0,\end{aligned}$$

решением которой будет $A_j^{(1)} = \partial_1\psi_j$. Из равенства нулю секулярного члена в (8) найдем производные $\partial_1\psi_j = 0$.

Во втором приближении решения уравнения

$$\begin{aligned}m(2\partial_0\partial_2 + \partial_1^2)\Phi_{0j} + 2m\partial_0\partial_1\Phi_{1j} + \\ + m\partial_0^2\Phi_{2j} + \partial_2\Phi_{0j} + \partial_1\Phi_{1j} + \partial_0\Phi_{2j} + S_{1j} = \\ = \kappa_{ji}\partial_2\Phi_{0i} + \kappa_{ji}\partial_1\Phi_{1i} + \kappa_{ji}\partial_0\Phi_{2i}\end{aligned}\quad (9)$$

аналогично с первым приближением принимают вид

$$\begin{aligned}\Phi_{2j} &= A_j^{(2)}T_0 + B_j^{(2)}\sin \Phi_{0j} + C_j^{(2)}\cos \Phi_{0j} + \\ &+ D_j^{(2)}\sin 2\Phi_{0j} + E_1^{(2)}\cos 2\Phi_{0j}.\end{aligned}$$

В запись решений добавлены неизвестные коэффициенты $D_j^{(n)}$ и $E_j^{(n)}$.

Найдя необходимые производные и подставив их в (9), при необходимости можно записать систему из десяти уравнений, переходя от $\sin \Phi_{02}$ и $\cos \Phi_{02}$ к $\sin \Phi_{01}$ и $\cos \Phi_{01}$ для первого уравнения системы относительно Φ_{21} , и наоборот, от $\sin \Phi_{01}$ и $\cos \Phi_{01}$ к $\sin \Phi_{02}$ и $\cos \Phi_{02}$ для второго уравнения системы относительно Φ_{22} . Здесь понадобится только пара уравнений с членами при константе

$$\begin{aligned}A_1^{(2)} - \kappa_{12}A_2^{(2)} &= \kappa_{12}\partial_2\psi_2 - m\partial_1^2\psi_1 - \\ &- \partial_2\psi_1 - 0.5C_1^{(1)}; \\ A_2^{(2)} - \kappa_{21}A_1^{(2)} &= \kappa_{21}\partial_2\psi_1 - m\partial_1^2\psi_2 - \\ &- \partial_2\psi_2 - 0.5C_2^{(1)},\end{aligned}$$

где коэффициенты $C_j^{(1)}$ можно найти из (8), приравняв друг к другу по отдельности члены при синусе и косинусе. Получив решения $A_j^{(2)}$ и приравняв эти коэффициенты к нулю по тем же соображениям, что имели место в первом приближении, а также учитывая, что $\partial_1\psi_1 = 0$, найдем

$$\begin{aligned}\partial_2\psi_1 &= \frac{-C_1^{(1)} + \kappa_{12}C_2^{(1)}}{2(1 - \kappa_{12}\kappa_{21})}; \\ \partial_2\psi_2 &= \frac{-C_2^{(1)} + \kappa_{21}C_1^{(1)}}{2(1 - \kappa_{12}\kappa_{21})}.\end{aligned}$$

Вернемся к исходной безразмерной переменной $\tilde{\tau} = \frac{\omega_0 t}{\gamma} = \frac{\tau}{\zeta_{DC}} = \varepsilon\tau$ и найдем выражения для производных

$$\begin{aligned}\frac{d\Phi_{0j}}{d\tilde{\tau}} &= \zeta_{DC} \frac{d\Phi_{0j}}{d\tau} = \\ &= \zeta_{DC} [\partial_0 + \varepsilon\partial_1 + \varepsilon^2\partial_2] [\omega_j T_0 + \psi_j] = \\ &= \zeta_{DC} \omega_j + \partial_1\psi_j + \frac{1}{\zeta_{DC}} \partial_2\psi_j; \\ \frac{d^2\Phi_{0j}}{d(\tilde{\tau})^2} &= \zeta_{DC}^2 \frac{d^2\Phi_{0j}}{d\tau^2} = \\ &= \zeta_{DC}^2 [\partial_0^2 + 2\varepsilon\partial_0\partial_1 + \varepsilon^2(2\partial_0\partial_1 + \partial_1^2)] \times \\ &\times [\omega_j T_0 + \psi_j] = \partial_1^2\psi_j.\end{aligned}$$

Учитывая найденные производные по ψ_j , получим

$$\begin{aligned}\frac{d\Phi_{0j}}{d\tau} &= \tilde{\omega}_j + \frac{C_1^{(1)} + \kappa_{12}C_2^{(1)}}{2\zeta_{DC}(1 - \kappa_{12}\kappa_{21})}; \\ \frac{d^2\Phi_{0j}}{d(\tau)^2} &= 0.\end{aligned}$$

Здесь и далее заменим символ Φ_{0j} на ψ_j . Руководствуясь видом левой части (4) и учитывая $\tilde{m} = 1/\gamma^2$, запишем

$$\tilde{m} \frac{d^2\psi_1}{d(\tau)^2} + \frac{d\psi_1}{d\tau} = \tilde{\omega}_1 - \frac{C_1^{(1)} - \kappa_{12}C_2^{(1)}}{2\zeta_{DC}(1 - \kappa_{12}\kappa_{21})};$$

$$\tilde{m} \frac{d^2\psi_2}{d(\tau)^2} + \frac{d\psi_2}{d\tau} = \tilde{\omega}_2 - \frac{C_2^{(1)} - \kappa_{21}C_1^{(1)}}{2\zeta_{DC}(1 - \kappa_{12}\kappa_{21})},$$

что можно переписать в виде

$$\tilde{m} \frac{d^2\psi_j}{d(\tau)^2} + \frac{d\psi_j}{d\tau} = \tilde{\omega}_j + C_j - \alpha_j \sin \Delta\psi - \beta_j \cos \Delta\psi, \quad (10)$$

где $\Delta\psi = \psi_1 - \psi_2$, или при условии $\alpha_j, \beta_j > 0$, если пренебречь сдвигом разности фаз,

$$\tilde{m} \frac{d^2\psi_j}{d(\tau)^2} + \frac{d\psi_j}{d\tau} = \Omega_j - A_j \sin(\Delta\psi), \quad (11)$$

где $A_j = \sqrt{\alpha_j^2 + \beta_j^2}$, а само уравнение (11) представляет собой уравнение Курамото с инерцией. Здесь выражения параметров в (10) имеют вид

$$\alpha_1 = \frac{-\kappa_{12}m\omega_2(\omega_1 + \omega_2)}{-2\zeta_{DC}\omega_1\omega_2(m^2\omega_1^2 + 1)(m^2\omega_2^2 + 1)};$$

$$\beta_1 = \frac{\kappa_{12}\omega_2(m^2\omega_1\omega_2 - 1)}{-2\zeta_{DC}\omega_1\omega_2(m^2\omega_1^2 + 1)(m^2\omega_2^2 + 1)};$$

$$\alpha_2 = \frac{\kappa_{21}m\omega_1(\omega_1 + \omega_2)}{-2\zeta_{DC}\omega_1\omega_2(m^2\omega_1^2 + 1)(m^2\omega_2^2 + 1)};$$

$$\beta_2 = \frac{\kappa_{21}\omega_1(m^2\omega_1\omega_2 - 1)}{-2\zeta_{DC}\omega_1\omega_2(m^2\omega_1^2 + 1)(m^2\omega_2^2 + 1)},$$

а добавки к частоте, соответственно:

$$C_1 = \frac{\kappa_{12}(\omega_1 + m^2\omega_1^3) + m^2\omega_2^3 + \omega_2}{-2\zeta_{DC}\omega_1\omega_2(m^2\omega_1^2 + 1)(m^2\omega_2^2 + 1)};$$

$$C_2 = \frac{\kappa_{21}(\omega_2 + m^2\omega_2^3) + m^2\omega_1^3 + \omega_1}{-2\zeta_{DC}\omega_1\omega_2(m^2\omega_1^2 + 1)(m^2\omega_2^2 + 1)}.$$

Результаты. Полученная модель Курамото (11) состоит из двух дифференциальных уравнений второго порядка, что приводит к четырехмерной задаче Коши. Для уменьшения размерности перейдем от модели Курамото к уравнению Адлера путем вычитания уравнений, входящих в (11), друг из друга. Таким образом, перейдем к обобщенному уравнению Адлера вида

$$\tilde{m}\ddot{\Delta\psi} + \dot{\Delta\psi} = \Delta\Omega - \tilde{A} \sin(\Delta\psi + \eta), \quad (12)$$

где $\Delta\Omega = \Omega_1 - \Omega_2$; $\tilde{A} = \sqrt{(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + (\beta_1 - \beta_2)^2}$;

$$\eta = \arcsin \frac{\beta_1 - \beta_2}{\sqrt{(\alpha_1 - \alpha_2)^2 + (\beta_1 - \beta_2)^2}}.$$

Обобщенное уравнение Адлера (12) записано для разности фаз первого ψ_1 и второго осцилляторов ψ_2 , участвующих по отдельности в двух уравнениях модели Курамото (11). Здесь $\Delta\Omega = \Omega_1 - \Omega_2$, $\tilde{A} = A_1 - A_2$. Форма Коши для уравнения Адлера будет системой из двух дифференциальных уравнений первого порядка, для которой исследуем динамику на фазовой плоскости.

Для уравнений, подобных полученному уравнению Адлера, ранее уже находились выражения для полосы захвата и полосы синхронизма [28]. В данном случае в безразмерном виде разность частот для полосы захвата Δ_3 и полосы синхронизма Δ_c , соответственно, равны

$$\Delta_3 = \frac{45\pi \sqrt{\tilde{A}m}}{4 \cdot 25m + 3\tilde{A}};$$

$$\Delta_c = \tilde{A}.$$

Подставив оставшиеся прежними параметры $\omega_{ex}, \omega_e, \alpha, \sigma, j_{DCj}$ и $k_{12} = k_{21} = 3.5 \cdot 10^{-3}$, можно получить токи, соответствующие полосам захвата и синхронизма. В дальнейшем их можно использовать для настройки параметров в системах АФМ-осцилляторов в задачах нейроморфных вычислений.

Вычислительный эксперимент над моделью Курамото (10) и уравнением Адлера (12) показал существование двух режимов взаимодействия двух связанных осцилляторов: асинхронного, когда j_{DC2} далеко от j_{DC1} и синхронизации не наступает; синхронного, для которого

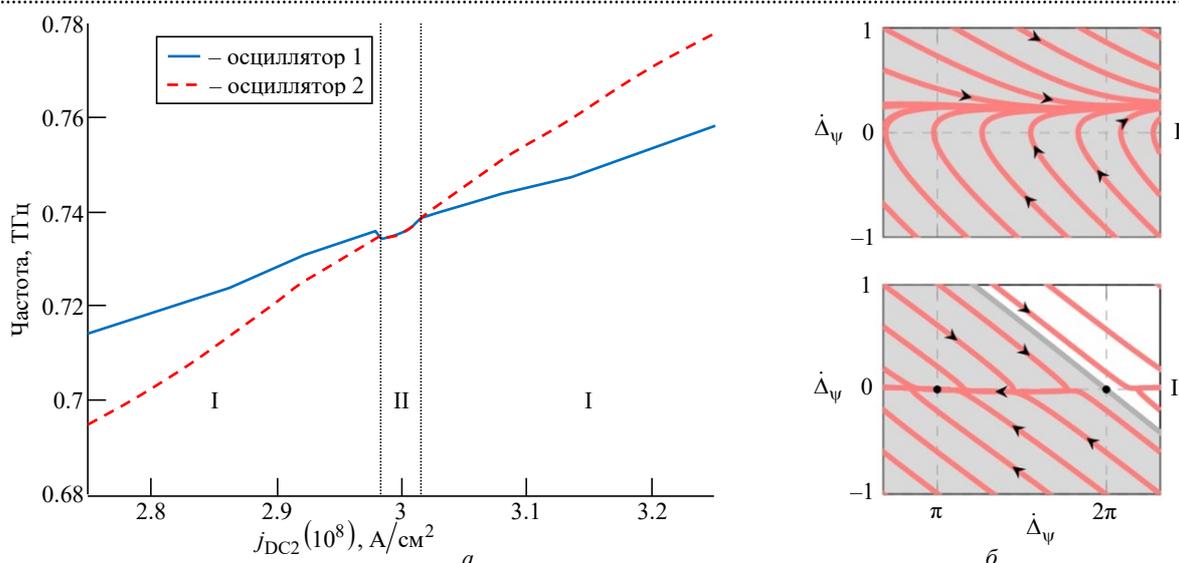


Рис. 3. Зависимость частоты автоколебаний двух связанных АФМ-осцилляторов, демонстрирующих синхронизацию (а) и фазовые портреты, полученные в результате анализа обобщенного уравнения Адлера, двух возможных режимов рассматриваемой системы (б): I – асинхронный режим, представленный на фазовой плоскости предельным циклом второго рода; II – устойчивый синхронный режим, представленный узлом

Fig. 3. Dependence of the frequency of self-oscillations of two coupled antiferromagnetic oscillators demonstrating synchronization (a) and phase portraits obtained from the analysis of the generalized Adler equation for two possible regimes of the system under consideration (b): I – asynchronous mode represented on the phase plane by a limit cycle of the second kind; II – stable synchronous mode represented by a node

$|j_{DC1} - j_{DC2}|$ мало и наблюдается синхронизация. Названные режимы проиллюстрированы на рис. 3. На фазовой плоскости асинхронный режим приобретает вид предельного цикла второго рода, а синхронному режиму соответствуют 2 точки покоя: устойчивый узел и седло.

Заключение. В настоящей статье исследовалась взаимная синхронизация двух связанных АФМ-осцилляторов. Предварительное численное моделирование единичного осциллятора позволило, во-первых, получить 3 режима работы такого осциллятора, определяющихся критическими токами и различающихся движением вектора Нееля в антиферромагнетике: колебательным, ротационным и гистерезисным. Для определения

границы области синхронного режима модель двух связанных резистивной связью АФМ-осцилляторов была приведена к более простым для проведения вычислительного эксперимента модели Курамото и обобщенному уравнению Адлера. Результат численного моделирования полученных упрощенных уравнений для двух связанных СО позволил количественно определить границы областей захвата и синхронизма. Схему приведения модели АФМ-осцилляторов к модели Курамото в дальнейшем можно распространить и на случай большего количества связанных осцилляторов, что позволит упростить вычислительный эксперимент и существенно сократить время численного моделирования.

Авторский вклад

Митрофанова Анастасия Юрьевна – переход от модели резистивно связанных АФМ-осцилляторов к модели Курамото и реализация вычислительного эксперимента. Подготовка текста статьи.

Сафин Ансар Ризаевич – руководство работой. Подготовка текста статьи.

Кравченко Олег Викторович – реализация вычислительного эксперимента. Подготовка текста статьи.

Никитов Сергей Аполлонович – руководство работой. Подготовка текста статьи.

Author's contribution

Anastasia Yu. Mitrofanova – obtaining a Kuramoto model from resistively coupled AFM oscillators with multiple-time scale and the numerical simulation. Preparation of the text for the study.

Ansar R. Safin – supervision of the study. Preparation of the text for the study.

Oleg V. Kravchenko – numerical simulation. Preparation of the text for the study.

Sergey A. Nikitov – supervision of the study. Preparation of the text for the study.

Список литературы

1. Oliveira H. M., Melo L. V. Huygens synchronization of two clocks // *Sci. Rep.* 2015. Vol. 5, iss. 1. P. 1–12. doi: 10.1038/srep11548
2. The sympathy of two pendulum clocks: beyond Huygens' observations / J. P. Ramirez, L. A. Olvera, H. Nijmeijer, J. Alvarez // *Sci. Rep.* 2016. Vol. 6, iss. 1. P. 1–16. doi: 10.1038/srep23580
3. Glass L. Synchronization and rhythmic processes in physiology // *Nature.* 2001. Vol. 410, iss. 6825. P. 277–284. doi: 10.1038/35065745
4. Cellular construction of a circadian clock: period determination in the suprachiasmatic nuclei / C. Liu, D. R. Weaver, S. H. Strogatz, S. M. Reppert // *Cell.* 1997. Vol. 91, iss. 6. P. 855–860. doi: 10.1016/S0092-8674(00)80473-0
5. Buck J. Synchronous rhythmic flashing of fireflies. II // *The Quarterly review of biology.* 1988. Vol. 63, iss. 3. P. 265–289. doi: 10.1086/415929
6. Changchao L., Zhongjian K. Research on the frequency synchronization control strategy for power system // *Intern. J. of Electrical Power & Energy Systems.* 2022. Vol. 134. P. 107407. doi: 10.1016/j.ijepes.2021.107407
7. Kurenkov A., Fukami S., Ohno H. Neuromorphic computing with antiferromagnetic spintronics // *J. Appl. Phys.* 2020. Vol. 128, iss. 1. P. 010902. doi: 10.1063/5.0009482
8. Two-dimensional mutually synchronized spin Hall nano-oscillator arrays for neuromorphic computing / J. Grollier, D. Querlioz, K. Y. Camsari, K. Everschor-Sitte, S. Fukami, M. D. Stiles // *Nat. electronics.* 2020. Vol. 3, iss. 7. P. 360–370. doi: 10.1038/s41928-019-0360-9
9. Scaling up electrically synchronized spin torque oscillator networks / S. Tsunegi, T. Taniguchi, R. Lebrun, K. Yakushiji, V. Cros, J. Grollier, A. Fukushima, S. Yuasa, H. Kubota // *Sci. Rep.* 2018. Vol. 8, iss. 1. P. 1–7. doi: 10.1038/s41598-018-31769-9
10. Opportunities and challenges for spintronics in the microelectronics industry / B. Dieny, I. L. Prejbeanu, K. Garello et al. // *Nat. Electronics.* 2020. Vol. 3, iss. 8. P. 446–459. doi: 10.1038/s41928-020-0461-5
11. Hoppensteadt F. C., Izhikevich E. M. Pattern recognition via synchronization in phase-locked loop neural networks // *IEEE Transactions on Neural Networks.* 2000. Vol. 11, iss. 3. P. 734–738. doi: 10.1109/72.846744
12. Hoppensteadt F. C., Izhikevich E. M. Oscillatory neurocomputers with dynamic connectivity // *Phys. Rev. Lett.* 1999. Vol. 82, iss. 14. P. 2983. doi: 10.1103/PhysRevLett.82.2983
13. Csaba G., Porod W. Coupled oscillators for computing: A review and perspective // *Appl. Phys. Rev.* 2020. Vol. 7, iss. 1. P. 011302. doi: 10.1063/1.5120412
14. Two-dimensional mutually synchronized spin Hall nano-oscillator arrays for neuromorphic computing / M. Zahedinejad, A. A. Awad, S. Muralidhar, R. Khymyn, H. Fulara, H. Mazraati, M. Dvornik, J. Åkerman // *Nat. nanotechnology.* 2020. Vol. 15, iss. 1. P. 47–52. doi: 10.1038/s41565-019-0593-9
15. Antiferromagnetic spin textures and dynamics / O. Gomonay, V. Baltz, A. Brataas, Y. Tserkovnyak // *Nat. Phys.* 2018. Vol. 14, iss. 3. P. 213–216. doi: 10.1038/s41567-018-0049-4
16. Cheng R., Xiao D., Brataas A. Terahertz antiferromagnetic spin Hall nano-oscillator // *Phys. Rev. Lett.* 2016. Vol. 116, iss. 20. P. 207603. doi: 10.1103/PhysRevLett.116.207603
17. Electrically tunable detector of THz-frequency signals based on an antiferromagnet / A. Safin, V. Puliáfito, M. Carpentieri, G. Finocchio, S. Nikitov, P. Stremoukhov, A. Kirilyuk, V. Tyberkevych, A. Slavin // *Appl. Phys. Lett.* 2020. Vol. 117, iss. 22. P. 222411. doi: 10.1063/5.0031053
18. Ultra-fast logic devices using artificial "neurons" based on antiferromagnetic pulse generators / O. Sulymenko, O. Prokopenko, I. Lisenkov, J. Åkerman, V. Tyberkevych, A. N. Slavin, R. Khymyn // *J. Appl. Phys.* 2018. Vol. 124, iss. 15. P. 152115. doi: 10.1063/1.5042348
19. The Kuramoto model: A simple paradigm for synchronization phenomena / J. A. Acebrón, L. L. Bonilla, C. J. Pérez Vicente, F. Ritort, R. Spigler // *Reviews of modern physics.* 2005. Vol. 77, iss. 1. P. 137. doi: 10.1103/RevModPhys.77.137
20. Trees B. R., Saranathan V., Stroud D. Synchronization in disordered Josephson junction arrays: Small-world connections and the Kuramoto model // *Phys. Rev. E.* 2005. Vol. 71, iss. 1. P. 016215. doi: 10.1103/PhysRevE.71.016215
21. Kuramoto-model-based data classification using the synchronization dynamics of uniform-mode spin Hall nano-oscillators / N. Garg, S. V. H. Bhotla, P. K. Muduli, D. Bhowmik // *Neuromorphic Computing and Engineering.* 2021. Vol. 1, iss. 2. P. 024005. doi: 10.1088/2634-4386/ac3258
22. Synchronization in complex networks / A. Arenas, A. Díaz-Guilera, J. Kurths, Y. Morenob, C. Zhou // *Phys. Rep.* 2008. Vol. 469, iss. 3. P. 93–153. doi: 10.1016/j.physrep.2008.09.002
23. Marvel S. A., Mirollo R. E., Strogatz S. H. Identical phase oscillators with global sinusoidal coupling evolve by Möbius group action // *Chaos.* 2009. Vol. 19, iss. 4. P. 043104. doi: 10.1063/1.3247089
24. Pikovsky A., Rosenblum M. Partially integrable dynamics of hierarchical populations of coupled oscillators // *Physical review letters.* 2008. Vol. 101, iss. 26. P. 264103. doi: 10.1103/PhysRevLett.101.264103
25. Antiferromagnetic THz-frequency Josephson-like oscillator driven by spin current / R. Khymyn, I. Lisenkov, V. Tyberkevich, B. A. Ivanov, A. Slavin // *Sci. Rep.* 2017. Vol. 7, iss. 1. P. 1–10. doi: 10.1038/srep43705
26. Ultra-fast artificial neuron: generation of picosecond-duration spikes in a current-driven antiferromagnetic auto-oscillator / R. Khymyn, I. Lisenkov, J. Voorheis, O. Sulymenko, O. Prokopenko, V. Tyberkevich, J. Åkerman, A. Slavin // *Sci. Rep.* 2018. Vol. 8, iss. 1. P. 1–9. doi: 10.1038/s41598-018-33697-0

27. Найфэ А. Методы возмущений. М.: Мир, 1976. 456 с.

28. Капранов М. В. Теория колебаний в радиотехнике. М.: Наука, 1984. 320 с.

Информация об авторах

Митрофанова Анастасия Юрьевна – студентка 1-го курса магистратуры кафедры твердотельной электроники, радиофизики и прикладных информационных технологий Московского физико-технического институт. Инженер ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. Сфера научных интересов – нелинейная динамика; нейроморфные вычисления; спинтроника.

Адрес: ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, ул. Моховая, д.11, кор.7, Москва, 125009, Россия

E-mail: nastya_mitrofanova_2000@mail.ru

Сафин Ансар Ризаевич – кандидат технических наук по специальности "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения" (2014), доцент, заведующий кафедрой формирования и обработки радиосигналов НИУ "МЭИ", старший научный сотрудник ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – радиофизика и электроника; физика магнитных явлений, спинтроника.

Адрес: ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, ул. Моховая, д.11, кор.7, Москва, 125009, Россия

E-mail: arsaфин@gmail.com

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

Кравченко Олег Викторович – научный сотрудник Вычислительного центра им. А. А. Дородницына РАН. Инженер ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. Сфера научных интересов – вейвлет-анализ; уравнения математической физики; численные методы.

Адрес: ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, ул. Моховая, д.11, кор.7, Москва, 125009, Россия

E-mail: olekravchenko@gmail.com

Никитов Сергей Аполлонович – академик РАН (2022), директор ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, доктор физико-математических наук (1991), профессор (1995) МФТИ. Автор более 400 научных работ. Сфера научных интересов – радиофизика и физическая электроника; физика магнитных явлений; спинтроника и магнетика.

Адрес: ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, ул. Моховая, д.11, кор.7, Москва, 125009, Россия

E-mail: nikitov@cplire.ru

References

1. Oliveira H. M., Melo L. V. Huygens Synchronization of Two Clocks. *Sci. Rep.* 2015, vol. 5, iss. 1, pp. 1–12. doi: 10.1038/srep11548

2. Ramirez J. P., Olvera L. A., Nijmeijer H., Alvarez J. The Sympathy of Two Pendulum Clocks: Beyond Huygens' Observations. *Sci. Rep.* 2016, vol. 6, iss. 1, pp. 1–16. doi: 10.1038/srep23580

3. Glass L. Synchronization and Rhythmic Processes in Physiology. *Nature.* 2001, vol. 410, iss. 6825, pp. 277–284. doi: 10.1038/35065745

4. Liu C., Weaver D. R., Strogatz S. H., Reppert S. M. Cellular Construction of a Circadian Clock: Period Determination in the Suprachiasmatic Nuclei. *Cell.* 1997, vol. 91, iss. 6, pp. 855–860. doi: 10.1016/S0092-8674(00)80473-0

5. Buck J. Synchronous Rhythmic Flashing Of Fireflies. II. *The Quarterly Review of Biology.* 1988, vol. 63, iss. 3, pp. 265–289. doi: 10.1086/415929

6. Changchao L., Zhongjian K. Research on the Frequency Synchronization Control Strategy for Power System. *Intern. J. of Electrical Power & Energy Systems.* 2022, vol. 134, p. 107407. doi: 10.1016/j.ijepes.2021.107407

7. Kurenkov A., Fukami S., Ohno H. Neuromorphic Computing with Antiferromagnetic Spintronics. *J. Appl. Phys.* 2020, vol. 128, iss. 1, p. 010902. doi: 10.1063/5.0009482

8. Grollier J., Querlioz D., Camsari K. Y., Everschor-Sitte K., Fukami S., Stiles M. D. Two-Dimensional Mutually Synchronized Spin Hall Nano-Oscillator Arrays for Neuromorphic Computing. *Nat.*

electronics. 2020, vol. 3, iss. 7, pp. 360–370. doi: 10.1038/s41928-019-0360-9

9. Tsunegi S., Taniguchi T., Lebrun R., Yakushiji K., Cros V., Grollier J., Fukushima A., Yuasa S., Kubota H. Scaling Up Electrically Synchronized Spin Torque Oscillator Networks. *Sci. Rep.* 2018, vol. 8, iss. 1, pp. 1–7. doi: 10.1038/s41598-018-31769-9

10. Dieny B., Prejbeanu I. L., Garello K., et al. Opportunities and Challenges for Spintronics in the Microelectronics Industry. *Nat. Electronics.* 2020, vol. 3, iss. 8, pp. 446–459. doi: 10.1038/s41928-020-0461-5

11. Hoppensteadt F. C., Izhikevich E. M. Pattern Recognition via Synchronization in Phase-Locked Loop Neural Networks. *IEEE Transactions on Neural Networks.* 2000, vol. 11, iss. 3, pp. 734–738. doi: 10.1109/72.846744

12. Hoppensteadt F. C., Izhikevich E. M. Oscillatory Neurocomputers with Dynamic Connectivity. *Phys. Rev. Lett.* 1999, vol. 82, iss. 14, p. 2983. doi: 10.1103/PhysRevLett.82.2983

13. Csaba G., Porod W. Coupled Oscillators for Computing: A Review and Perspective. *Appl. Phys. Rev.* 2020, vol. 7, iss. 1, p. 011302. doi: 10.1063/1.5120412

14. Zahedinejad M., Awad A. A., Muralidhar S., Khymyn R., Fulara H., Mazraati H., Dvornik M., Åkerman J. Two-Dimensional Mutually Synchronized Spin Hall Nano-Oscillator Arrays for Neuromorphic Computing. *Nat. Nanotechnology.* 2020, vol. 15, iss. 1, pp. 47–52. doi: 10.1038/s41565-019-0593-9

15. Gomonay O., Baltz V., Brataas A., Tserkovnyak Y. Antiferromagnetic Spin Textures and Dynamics. *Nat. Phys.* 2018, vol. 14, iss. 3, pp. 213–216. doi: 10.1038/s41567-018-0049-4
16. Cheng R., Xiao D., Brataas A. Terahertz Antiferromagnetic Spin Hall Nano-Oscillator. *Phys. Rev. Lett.* 2016, vol. 116, iss. 20, p. 207603. doi: 10.1103/PhysRevLett.116.207603
17. Safin A., Puliafito V., Carpentieri M., Finocchio G., Nikitov S., Stremoukhov P., Kirilyuk A., Tyberkevych V., Slavin A. Electrically Tunable Detector of THz-Frequency Signals Based on an Antiferromagnet. *Appl. Phys. Lett.* 2020, vol. 117, iss. 22, p. 222411. doi: 10.1063/5.0031053
18. Sulymenko O., Prokopenko O., Lisenkov I., Åkerman J., Tyberkevych V., Slavin A. N., Khymyn R. Ultra-Fast Logic Devices Using Artificial "Neurons" Based on Antiferromagnetic Pulse Generators. *J. Appl. Phys.* 2018, vol. 124, iss. 15, p. 152115. doi: 10.1063/1.5042348
19. Acebrón J. A., Bonilla L. L., Pérez Vicente C. J., Ritort F., Spigler R. The Kuramoto Model: A Simple Paradigm for Synchronization Phenomena. *Reviews of Modern Physics.* 2005, vol. 77, iss. 1, p. 137. doi: 10.1103/RevModPhys.77.137
20. Trees B. R., Saranathan V., Stroud D. Synchronization in Disordered Josephson Junction Arrays: Small-World Connections and the Kuramoto Model. *Phys. Rev. E.* 2005, vol. 71, iss. 1, p. 016215. doi: 10.1103/PhysRevE.71.016215
21. Garg N., Bhotla S. V. H., Muduli P. K., Bhowmik D. Kuramoto-Model-Based Data Classification Using the Synchronization Dynamics of Uniform-Mode Spin Hall Nano-Oscillators. *Neuromorphic Computing and Engineering.* 2021, vol. 1, iss. 2, p. 024005. doi: 10.1088/2634-4386/ac3258
22. Arenasab A., Díaz-Guilera A., Kurthsde J., Morenobf Y., Zhou C. Synchronization in Complex Networks. *Phys. Rep.* 2008, vol. 469, iss. 3, pp. 93–153. doi: 10.1016/j.physrep.2008.09.002
23. Marvel S. A., Mirollo R. E., Strogatz S. H. Identical Phase Oscillators with Global Sinusoidal Coupling Evolve by Möbius Group Action. *Chaos.* 2009, vol. 19, iss. 4, p. 043104. doi: 10.1063/1.3247089
24. Pikovsky A., Rosenblum M. Partially Integrable Dynamics of Hierarchical Populations of Coupled Oscillators. *Physical Review Letters.* 2008, vol. 101, iss. 26, p. 264103. doi: 10.1103/PhysRevLett.101.264103
25. Khymyn R., Lisenkov I., Tiberkevich V., Ivanov B. A., Slavin A. Antiferromagnetic THz-Frequency Josephson-Like Oscillator Driven by Spin Current. *Sci. Rep.* 2017, vol. 7, iss. 1, pp. 1–10. doi: 10.1038/srep43705
26. Khymyn R., Lisenkov I., Voorheis J., Sulymenko O., Prokopenko O., Tiberkevich V., Åkerman J., Slavin A. Ultra-Fast Artificial Neuron: Generation of Picosecond-Duration Spikes in a Current-Driven Antiferromagnetic Auto-Oscillator. *Sci. Rep.* 2018, vol. 8, iss. 1, pp. 1–9. doi: 10.1038/s41598-018-33697-0
27. Naife A. *Metody vozmushchenii* [Perturbation Methods]. Moscow, *Mir*, 1976, 456 p. (In Russ.)
28. Kapranov M. V. *Teoriya kolebanii v radio-tekhnikе* [Theory of Oscillations in Radio Engineering]. Moscow, *Nauka*, 1984, 320 p. (In Russ.)

Information about the authors

Anastasia Yu. Mitrofanova, student of the 1st year of Master degree of the Department of Solid-state electronics, radiophysics and applied information technologies of the Moscow Institute of Physics and Technologies. Engineer of the Kotelnikov IRE RAS. Area of expertise: nonlinear dynamics; neuromorphic computing; spintronics. Address: Kotelnikov IRE RAS, 11, Mokhovaya St., build. 7, Moscow 125009, Russia
E-mail: nastya_mitrofanova_2000@mail.ru

Ansar R. Safin, Cand. Sci. (Eng.) in the specialty "Radio engineering including television systems and devices" (2014), Head of the Department of Radio Signal Generation and Processing, NRU "MPEI", senior researcher at the Kotelnikov IRE RAS. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: radiophysics and electronics; physics of magnetic phenomena; spintronics. Address: Kotelnikov IRE RAS, 11, Mokhovaya St., build. 7, Moscow 125009, Russia
E-mail: arsafin@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0001-6507-6573>

Oleg V. Kravchenko, researcher of the Federal Research Center "Computer Science and Control" of the Russian Academy of Sciences. Engineer of the Kotelnikov IRE RAS. Area of expertise: wavelet analysis, equations of mathematical physics, numerical methods. Address: Kotelnikov IRE RAS, 11, Mokhovaya St., build. 7, Moscow 125009, Russia
E-mail: olekravchenko@gmail.com

Sergey A. Nikitov, Academician of the Russian Academy of Sciences (2022), Director of the Kotelnikov IRE RAS, Doctor of Physical and Mathematical Sciences (1991), Professor (1995) of the Moscow Institute of Physics and Technology. The author of more than 400 scientific publications. Area of expertise: radiophysics and physical electronics, physics of magnetic phenomena, spintronics and magnonics, Address: Kotelnikov IRE RAS, 11, Mokhovaya St., build. 7, Moscow 125009, Russia
E-mail: nikitov@cplire.ru

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

УДК 004.932.4

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2022-25-5-91-103>

Метод повышения контраста медицинских видеоизображений с адаптивной глубиной коррекции для систем поддержки врачебных решений

А. А. Поздеев

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

✉ puches4@gmail.com

Аннотация

Введение. При проведении диагностического осмотра или лечения врачу требуется быстро и точно выявлять и локализовывать аномалии и заболевания, для чего используются, в том числе, и технические средства. Быстрое развитие технологий в области датчиков, устройств визуализации и методов диагностики обеспечивает планомерный переход от анализа изображений врачом к широкому использованию автоматизированных диагностических систем – систем поддержки принятия врачебных решений.

Цель работы. Разработка метода повышения контраста эндоскопических изображений с учетом их особенностей с целью увеличения эффективности медицинских диагностических систем.

Материалы и методы. Повышение контраста неизбежно приводит к росту уровня шумов. Применение на предварительном этапе коррекции известных методов шумоподавления влечет за собой, как правило, потерю мелких деталей, которые важно сохранить при обработке. Разработан метод повышения контраста эндоскопических изображений, в основе которого лежит нелинейное преобразование яркости пикселей, учитывающее их локальную окрестность. Функциональная зависимость между глубиной коррекции контраста и оценкой детальности окрестности обрабатываемого пикселя получена с помощью регрессионного анализа.

Результаты. Результаты экспериментальной оценки и сравнение с аналогом показывают, что при сопоставимом уровне повышения контраста обеспечено большее значение индекса структурного сходства с исходным изображением (0.71 против 0.63 у аналога) при уменьшении роста уровня шумов на 17 %.

Заключение. Метод обеспечивает коррекцию контраста одновременно как светлых, так и темных фрагментов изображения и ограничивает при этом рост шумовой составляющей (характерный для методов этого класса) по сравнению со стандартными методами посредством адаптации глубины коррекции к свойствам окрестности обрабатываемого элемента изображения.

Ключевые слова: эндоскопические изображения, системы поддержки принятия решений, повышение контраста, шумоподавление

Для цитирования: Поздеев А. А. Метод повышения контраста медицинских видеоизображений с адаптивной глубиной коррекции для систем поддержки врачебных решений // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 5. С. 91–103. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-91-103

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 23.12.2021; принята к публикации после рецензирования 23.06.2022; опубликована онлайн 29.11.2022



A Method for Enhancing the Contrast of Medical Video Images with Adaptive Correction Depth for Clinical Decision Support Systems

Alexander A. Pozdeev

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ puches4@gmail.com

Abstract

Introduction. When conducting diagnostic examination of patients, various technological means are used to identify pathological conditions timely and accurately. The rapid development of sensors and imaging devices, as well as the advancement of modern diagnostic methods, facilitate the transition from the visual examination of images performed by a medical specialist towards the widespread use of automated diagnostic systems referred to as clinical decision support systems.

Aim. To develop a method for enhancing the contrast of endoscopic images taking into account their features with the purpose of increasing the efficiency of medical diagnostic systems.

Materials and methods. Contrast enhancement inevitably leads to an increase in the noise level. Despite the large number of different methods for noise reduction, their use at the preliminary stage of correction leads to the loss of small but important details. The development of a method for enhancing the contrast of endoscopic images was based on a nonlinear transformation of the intensity of pixels, taking into account their local neighborhood. Regression analysis was used to obtain a functional dependence between the depth of contrast correction and the degree of detail of the processed pixel neighborhood.

Results. The results of experimental evaluation and comparison with conventional methods show that, under a comparable level of contrast enhancement, the proposed method provides a greater value of the structural similarity index towards the original image (0.71 versus 0.63), with the noise level reduced by 17 %.

Conclusion. In comparison with conventional methods, the developed method provides a simultaneous contrast correction of both light and dark image fragments and limits the growth of the noise level (typical of similar methods) by adapting the correction depth to the neighborhood features of the processed image element.

Keywords: endoscopic images, clinical decision support systems, contrast enhancement, denoising

For citation: Pozdeev A. A. A Method for Enhancing the Contrast of Medical Video Images with Adaptive Correction Depth for Clinical Decision Support Systems. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 5, pp. 91–103. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-91-103

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

Submitted 23.12.2021; accepted 23.06.2022; published online 29.11.2022

Введение. При проведении диагностического осмотра или лечения врачу требуется быстро и точно выявлять и локализовывать аномалии и заболевания, для чего используются и доступные технические средства. Быстрое развитие технологий в области датчиков, устройств визуализации и методов диагностики обеспечивает планомерный переход от анализа изображений врачом к широкому использованию автоматизированных диагностических систем – систем поддержки принятия врачебных решений (Clinical Decision Support Systems – CDSS).

CDSS могут применяться при решении таких медицинских задач, как профилактика или

скрининг, лечение, диагностика, назначение лекарств. Современные CDSS предполагают интеграцию результатов диагностики, проводимой врачом, и автоматического анализа и, таким образом, обеспечивают высокую чувствительность и специфичность диагностики.

Среди известных CDSS существенную долю представляют системы формирования и автоматического анализа изображений в целях медицинской диагностики. При разработке методов цифровой обработки, обеспечивающих повышение контраста формируемых изображений как для увеличения эффективности визуального анализа врачом, так и автоматического анализа

Метод повышения контраста медицинских видеозображений с адаптивной глубиной коррекции для систем поддержки врачебных решений
A Method for Enhancing the Contrast of Medical Video Images with Adaptive Correction Depth for Clinical Decision Support Systems

для повышения качества классификации, важно учитывать особенности медицинских изображений и ограничения по их обработке, а именно:

- потребность сохранения значимой информации, присутствующей в необработанном изображении и необходимой для диагностики и лечения;
- необходимость сохранения целостности восприятия визуальной информации;
- недопустимость формирования новых данных, отсутствующих на исходном изображении;
- особенности визуального восприятия врача-специалиста, сформированные его опытом работы в целом и опытом эксплуатации медицинского оборудования.

Повышение контраста изображений с помощью методов цифровой обработки приводит к повышению высокочастотной составляющей. Это, в свою очередь, вызывает основную проблему большинства методов повышения контраста – рост уровня шума.

Применение традиционных методов борьбы с шумами, таких, как медианная [1], билатеральная [2, 3] фильтрация, NLM (Non-Local Means – метод нелокального среднего) [4, 5], а также более современного BM3D (Block-Matching and 3D Filtering – сопоставление блоков и 3D-фильтрация) [6], может привести к утрате важных деталей, тонких сосудов, изменений в структуре живой ткани, что ограничивает использование методов шумоподавления в эндоскопических видеосистемах.

В настоящей статье предложен новый метод, повышающий контраст при одновременном ограничении роста уровня шумов.

Адаптивные методы повышения контраста эндоскопических изображений. Методы коррекции контраста можно условно разбить на две группы по принципу работы с данными:

- методы преобразования изображений (изменения яркостей пикселей) непосредственно в пространственной области (pixel-domain);
- методы, в которых осуществляется преобразование в новое пространство (дискретное косинусное преобразование [7, 8], вейвлет-преобразование [9], курвелет-преобразование [10] и т. д.) для дальнейшей обработки (transform-domain).

Методы первой группы получили большее распространение в современных системах из-за более низких требований к вычислительной сложности и гибкой настройке. Их делят на глобальные и локальные. Глобальные методы используют одну функцию трансформации яркости для всех элементов изображения, в отличие от локальных, в которых функция преобразования яркости определяется на основе анализа окрестности, сформированной вокруг корректируемого элемента изображения. Локальные методы называют адаптивными, поскольку параметры таких методов определяются характеристиками этой окрестности, например средней яркостью.

Контрастирование эндоскопических изображений глобальными методами малоэффективно в связи с их особенностями, вызванными сложными условиями получения изображений и спецификой объектов интереса. Например, при использовании гамма-коррекции для контрастирования темных участков изображения необходимо, чтобы крутизна трансформирующей функции убывала с увеличением яркости, в результате чего повышается контраст на этих участках. Наоборот, сдвиг изображения в область светлого неизбежно приведет к потере контраста в светлой области, что является серьезным недостатком применительно к изображениям с неравномерными яркостной характеристикой и контрастом. Поэтому ввиду присутствия на эндоскопических изображениях значительных по площади светлых и темных областей требуется применение более сложных методов, обеспечивающих выравнивание яркости.

К числу таких методов относится метод адаптивного нелинейного контрастирования (АНК) (Adaptive and integrated neighborhood-dependent approach for nonlinear enhancement – AINDANE) [11] и метод адаптивной коррекции контраста с синусоидальной функцией трансформации (АКК СФТ) (Locally Tuned Sine Non-Linear Enhancement – LTSNE) [12]. Оба метода включают в себя 2 этапа: выравнивание яркости по площади изображения и дополнительную коррекцию контраста. При этом оба метода используют одну и ту же локальную нелинейную функцию трансформации на этапе коррекции контраста, но различаются по об-

работке на первом этапе – этапе выравнивания яркости.

Приведенные далее методы повышения контраста применимы к одноканальному изображению. Для обработки цветного изображения целесообразно переходить в другое цветовое пространство, включающее в себя яркостной канал, например HSV (Hue, Saturation, Value – цветовой тон, насыщенность, яркость) или Lab, и обрабатывать только этот канал. Второй возможный вариант – обрабатывать все 3 канала независимо друг от друга, что, однако, может сказаться на производительности методов. Формулы, представленные в данной статье, справедливы для случая, когда яркость пикселей нормирована к диапазону $0 \dots 1$.

На первом этапе в методе АНК к изображению глобально применяется функция преобразования яркости

$$L_{\text{АНК}}(x, y) = 0.5L(x, y)^{0.75z+0.25} + 0.4[1 - L(x, y)](1 - z) + L(x, y)^{2-z},$$

где $L(x, y) \in [0, 1]$ – яркость обрабатываемого пиксела с координатами (x, y) ;

$$z = \begin{cases} 0, & L_{\text{п}} \leq 0; \\ \frac{L_{\text{п}} - 0.2}{0.4}, & 0.2 \leq L_{\text{п}} < 0.6; \\ 1, & L_{\text{п}} \geq 0.6, \end{cases}$$

причем $L_{\text{п}}$ – пороговое значение яркости. В качестве значения $L_{\text{п}}$ взята яркость, соответствующая уровню 0.8 на кумулятивной гистограмме (рис. 1), представляющей функцию распределения яркостей пикселей.

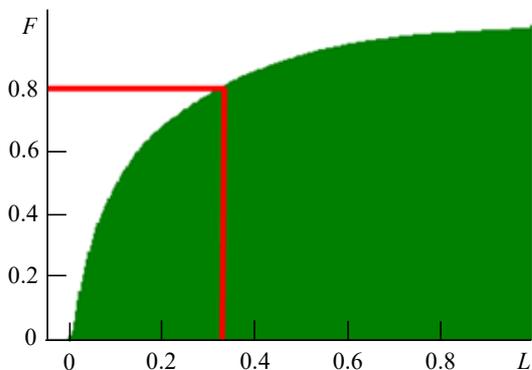
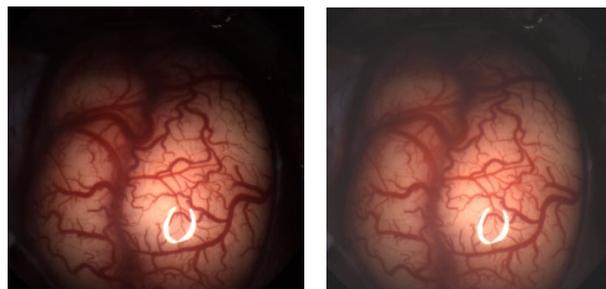


Рис. 1. Кумулятивная гистограмма

Fig. 1. Cumulative distribution function histogram



а

б

Рис. 2. Коррекция яркости методом АНК: а – исходное изображение; б – изображение после коррекции

Fig. 2. Intensity enhancement by the AINDANE: а – original; б – enhanced

Результат обработки (рис. 2) показывает существенный недостаток глобальных методов коррекции – даже при подборе оптимальных по критерию визуального качества параметров эффект коррекции, полученный в одной части изображения, может быть недостаточным или избыточным в другой его части. Существенное сжатие динамического диапазона (что естественным образом вытекает из вида функции преобразования (рис. 3)) не может быть компенсировано введением дополнительного этапа контрастирования.

Указанных недостатков лишен метод АКК, ключевой особенностью которого (как и у метода АНК) является двухэтапная коррекция изображения для повышения качества – выравнивание яркости с последующим повышением контраста, но, в отличие от АНК, здесь на этапе выравнивания яркости используется адаптивная нелинейная функция трансформации.

Рассмотрим первый этап более подробно. Функция преобразования, уменьшающая яркость светлых пикселей с одновременным уве-

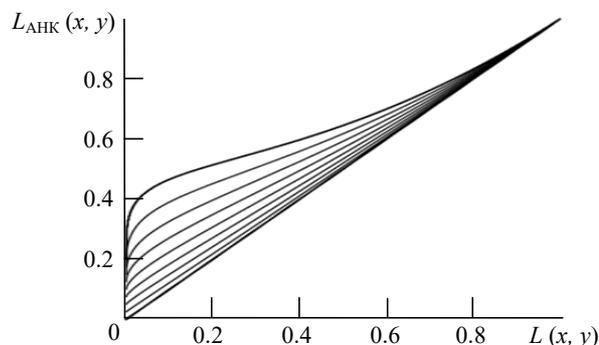


Рис. 3. Функция преобразования яркости первого этапа метода АНК

Fig. 3. The intensity transform function used at the first stage of AINDANE

личением яркости темных пикселей, записывается следующим уравнением:

$$L_{\text{АКК}} = \sin^2 \left[\frac{\pi}{2} L^q(x, y) \right], \quad (1)$$

где

$$q = \text{tg} \left[\frac{\pi L_{\text{ср}}(x, y)}{c_1} + c_2 \right],$$

причем $L_{\text{ср}}(x, y)$ – яркость обрабатываемого пикселя, усредненная по окрестностям различных пространственных масштабов; c_1, c_2 – параметры метода, определяющие кривизну функции преобразования.

Усредненная яркость обрабатываемого пикселя определяется как

$$L_{\text{ср}}(x, y) = \sum_{i=1}^S w_i [G_i(x, y) * L(x, y)], \quad (2)$$

где $\mathbf{w} = \{w_i\}, i \in [1, S]$ – набор весов для каждого размера окрестности (как правило, принимается $S = 3, w_i = 1/3, i \in [1, 3]$); $G_i(x, y)$ – маска фильтра Гаусса для i -го размера окрестности; "*" – символ операции двумерной свертки.

Авторы [6] отмечают, что в области экстремально темных значений уровень шумов существенно возрастает. Как видно из рис. 4, *а* (на рисунке $L_{\text{ср}}(x, y)$ в целях сокращения обозначено m), даже малейшее положительное значение яркости при близком к нулю значении средней яркости окрестности после обработки

существенно возрастает, приближаясь к уровню белого (в качестве параметров метода были взяты предложенные авторами значения: $c_1 = 2.25; c_2 = 0.0085$). Чтобы этого избежать, авторы ввели дополнительную функцию расчета q для низких уровней яркости (к низким уровням авторы относят диапазон яркости $0 \dots 0.2$):

$$q = \lg [2L_{\text{ср}}(x, y) + 2] / 2. \quad (3)$$

На рис. 4, *б* приведен пример результата повышения контраста изображения с помощью данной функции. Из него следует, что использование (3) исправляет чрезмерно "крутую" функцию преобразования. Однако данная функция все еще имеет высокое значение производной при малых значениях аргумента и осуществляет слишком сильную коррекцию: ее применение может приводить к появлению заметных артефактов резкого перехода от черного к белому, а также неправильно восстановленного цвета в областях с низкой яркостью.

Также не подходят для применения к эндоскопическим изображениям и параметры, предложенные авторами [6]. Сильная перекоррекция существенно меняет изображение, делает его не похожим на оригинал, что негативно сказывается на восприятии и может запутать врача. Методы коррекции должны быть относительно мягкими, обеспечивать подчеркивание мелких деталей, выравнивать яркость и при этом сохранять восприятие изображения. Сильные изменения допустимы лишь как до-

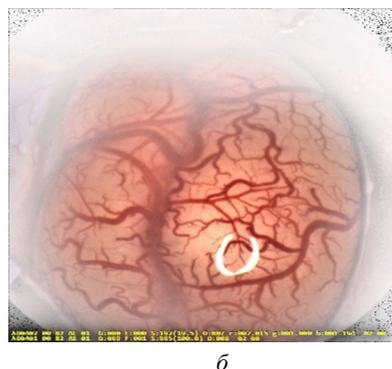
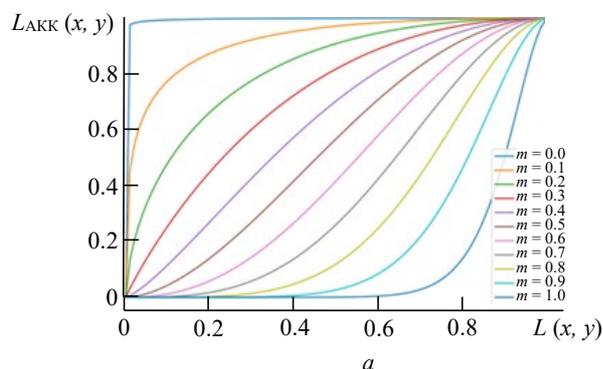


Рис. 4. Коррекция яркости методом АКК с измененной функцией преобразования в области низких уровней яркости со значениями настраиваемых параметров $c_1 = 2.25, c_2 = 0.0085$, предложенными авторами АКК:

а – график функции преобразования; *б* – результат обработки

Fig. 4. Intensity enhancement by LTSNE using the changed transform function in the bound of low intensity level with parameters $c_1 = 2.25, c_2 = 0.0085$, proposed by the authors of the LTSNE:

a – transform function graph; *b* – processing result

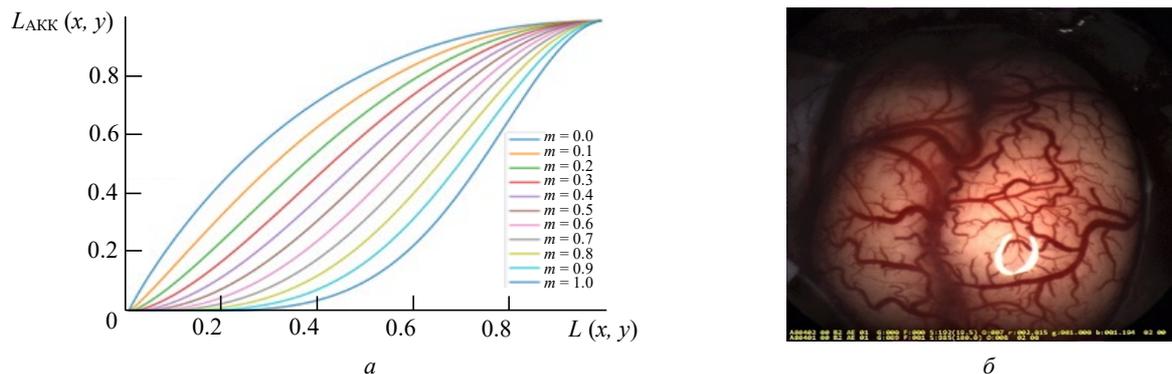


Рис. 5. Коррекция яркости методом АКК с измененной функцией преобразования в области низких уровней яркости со значениями настраиваемых параметров $c_1 = 2.25$, $c_2 = 0.0085$, предложенными авторами АКК:

a – график функции преобразования; b – результат обработки

Fig. 5. Intensity enhancement by LTSNE using the changed transform function in the bound of low intensity levels with parameters $c_1 = 2.25$, $c_2 = 0.0085$, proposed by the authors of LTSNE:

a – transform function graph; b – processing result

полнительные режимы визуализации, которые можно отключить.

Значения параметров были изменены в соответствии с особенностями обработки эндоскопических изображений, изложенными во введении. На рис. 5 представлен результат коррекции с параметрами $c_1 = 2.6$; $c_2 = 0.46$, обеспечивающими повышение визуального качества эндоскопических изображений.

Изменение параметров решило проблему избыточно крутой функции преобразования в области низких значений яркости, поэтому отпала необходимость применения функции (3).

Важным параметром алгоритма является размер окрестности обрабатываемого пиксела для определения средней яркости (размер апертуры фильтра Гаусса $G_i(x, y)$ в (2)). Малый размер окрестности приводит к возникновению гало-артефактов, в то время как большой – слабо повышает контраст. Гало-артефакты – это тип артефактов изображения, которые появляются на контурах изображения, обработанного алгоритмом повышения контраста. Эти артефакты характеризуются переэкспозицией с одной стороны контура и недоэкспозицией с другой стороны. Данные артефакты обычно выглядят как видимые тени вдоль контуров обработанного изображения.

Чтобы обеспечить баланс между гало-артефактами и повышением контраста, в методе использованы 3 различных размера окрест-

ности, захватывающих низко-, средне- и высокочастотные особенности изображения.

На рис. 6 приведены результаты обработки для трех различных наборов масштабов. По результатам коррекции исходного изображения (рис. 6, a) можно сделать следующие выводы:

1. Наилучший результат получен для набора апертур (31, 63, 127) (рис. 6, b).

2. При апертурах меньших размеров (7, 15, 31) наблюдается недостаточное усиление яркостных перепадов, эффект контрастирования выражен слабо (рис. 6, b).

3. С другой стороны, при увеличении размеров апертур (197, 621, 981) наблюдается эффект размытости, что особенно заметно на сосудистой структуре в правой нижней части изображения (рис. 6, c).

Следует отметить, что для уменьшения времени обработки поиск среднего значения в окрестности обрабатываемого пиксела может выполняться с помощью классического усредняющего фильтра, у которого, в отличие от фильтра Гаусса, веса всех пикселов, попавших в апертуру, одинаковы независимо от расстояния до обрабатываемого пиксела. Применение усредняющего фильтра может снизить время обработки без значительных изменений конечного результата, но размер апертуры в данном случае остается таким же важным.

На втором этапе в методе АКК (как и в методе АНК) обеспечивается дополнительное контрастирование, учитывающее средневзве-

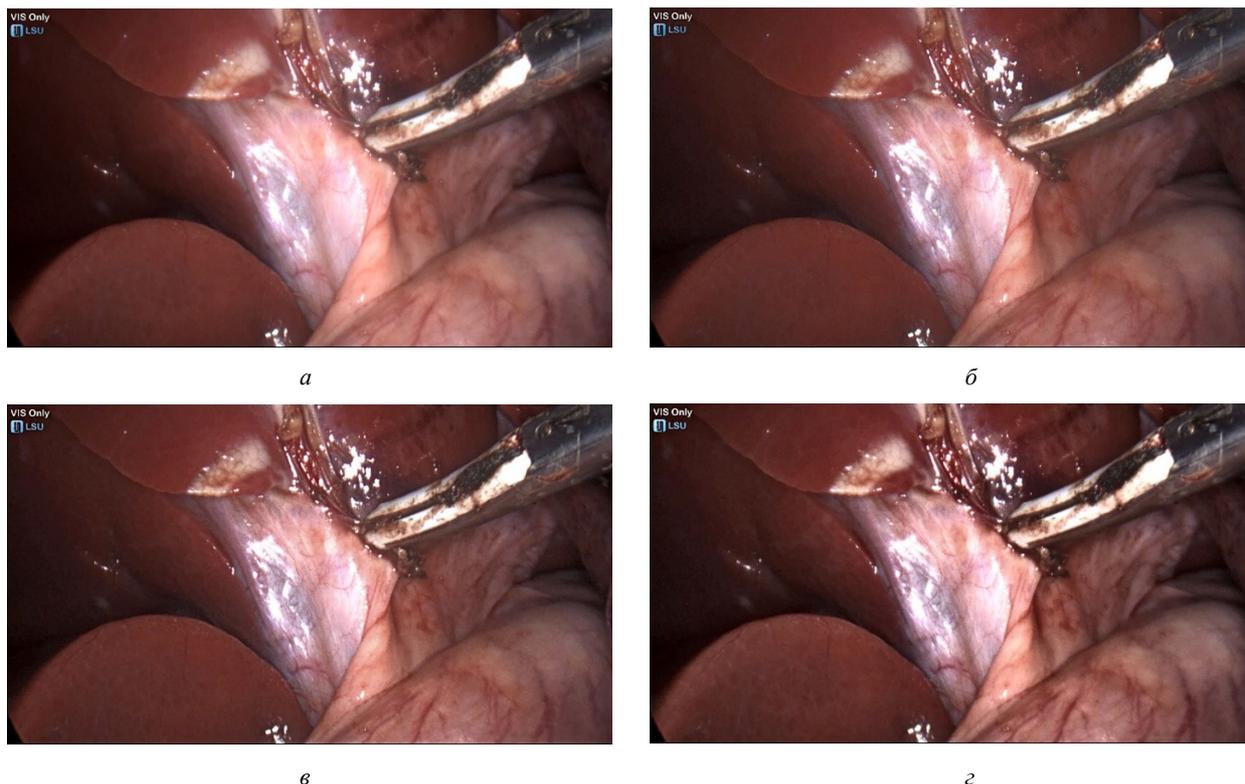


Рис. 6. Результат изменения размеров апертуры усредняющих фильтров в методе АКК:
 а – исходное изображение; б – (7, 15, 31); в – (31, 63, 127); г – (197, 621, 981)

Fig. 6. The result of the LTSNE intensity enhancement with different sizes of the aperture of averaging filters:
 а – initial image; б – (7, 15, 31); в – (31, 63, 127); г – (197, 621, 981)

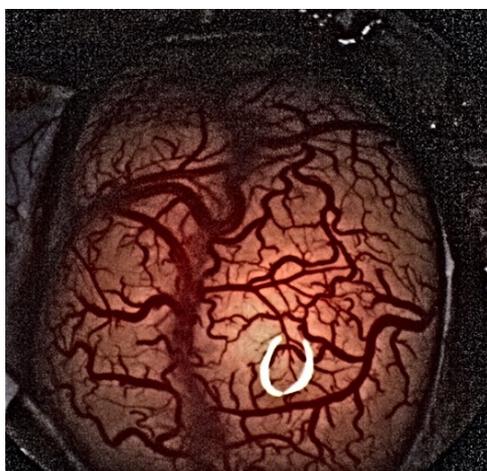


Рис. 7. Пример обработки изображения методом АКК

Fig. 7. The result of LTSNE processing

шенную яркость окрестности обрабатываемого пиксела:

$$L_k(x, y) = [L_{AKK}(x, y)]^{E(x, y)}, \quad (4)$$

где

$$E(x, y) = [L_{cp}(x, y)/L(x, y)]^p,$$

причем p – параметр, регулирующий глубину коррекции контраста.

На рис. 7 приведен результат коррекции контраста с помощью уравнения (4) после этапа выравнивания яркости (см. рис. 5, а). Повышение контраста изображения приводит к росту высокочастотной составляющей, что требует реализации адаптивной глубины коррекции.

Адаптивная глубина коррекции для подавления шумов. Из (4) следует, что большее значение яркости пиксела в сравнении с усредненной яркостью его окрестности приводит к еще большему увеличению разности между ними. Это позволяет подчеркнуть контуры и мелкие детали, но одновременно растет интенсивность шумов, что может повлечь за собой потерю эргономичности изображения.

Важно отметить, что любая фильтрация приводит к частичной потере информации, которая может быть важна для анализа медицинских изображений, полученных с помощью видеоскопической системы. Альтернативой использовано низкочастотных фильтров является ре-

гулировка степени коррекции с учетом локальных особенностей обрабатываемого пиксела. В качестве параметра, определяющего значение глубины коррекции контраста p , следует использовать количественную оценку детальности отдельно взятой области изображения.

Структурная схема предложенного метода повышения контраста эндоскопических изображений приведена на рис. 8.

Оценить детальность можно с помощью различных дескрипторов. В структурных подходах текстурного анализа предполагается, что текстуры состоят из простых регулярно повторяющихся примитивов. В результате текстуры обладают регулярностью и, возможно, ориентацией. Подход на основе спектрального анализа для оценки детальности используют при выявлении периодических структур и зернистости [13]: размер зерна текстуры пропорционален пространственному периоду: пространственный спектр крупнозернистой текстуры дает спектр Фурье, энергия которого сосредоточена на низких пространственных частотах; мелкозернистой – спектр с концентрацией энергии спектра на высоких пространственных частотах.

Усиление шума происходит на этапе коррекции контраста, причем глубина усиления зависит от средневзвешенной яркости окрест-

ности обрабатываемого пиксела, а не от структурных особенностей этой окрестности, поэтому нет необходимости использовать структурные дескрипторы для оценки детальности.

Для определения зависимости коэффициента коррекции контраста p от локальных особенностей фрагмента изображения из большого набора методов оценки детальности и текстуры достаточно взять оценку текстурного признака с помощью статистического подхода. Простейшим вариантом статистической оценки детальности фрагмента изображения является центральный момент второго порядка (дисперсия яркости) внутри блока:

$$\sigma_{\Omega}^2 = \frac{1}{AB} \sum_{x=0}^A \sum_{y=0}^B [L(x, y) - m_{\Omega}]^2,$$

где σ_{Ω} – среднеквадратичное отклонение (СКО) яркости внутри окрестности обрабатываемого пиксела Ω с размерами $A \times B$ и координатами (x, y) ;

$$m_{\Omega} = \frac{1}{AB} \sum_{x=0}^A \sum_{y=0}^B L(x, y)$$

– среднее значение яркости пикселей внутри этой окрестности.

Расчет дисперсии достаточно прост и не требует значительных вычислительных затрат. В то же время следует произвести нормировку



Рис. 8. Структурная схема предложенного метода

Fig. 8. Block diagram of the proposed method

дисперсии по "шумовому фону", т. е. минимальному значению дисперсии среди всех блоков изображения. Нормировка нужна, чтобы параметры метода зависели от уровня шума на изображении и метод можно было применять в различных условиях и для изображений, полученных различными сенсорами.

На рис. 9 приведено исходное изображение, разбитое на блоки размером 128×128 пикселей. Для каждого блока рассчитана дисперсия (вписана в соответствующий фрагмент) (яркость пикселей лежит в диапазоне $0 \dots 255$). Можно заметить, что в центральной части значение локальной дисперсии выше, чем по краям. При отсутствии в обрабатываемой области значительных яркостных перепадов дисперсия определяется в основном вкладом шумовой составляющей и имеет малое значение. В такой области практически нет значимых для анализа деталей и границ, поэтому значение p следует выбирать небольшим во избежание сильного усиления шумов.

Автором статьи на базе данных медицинских изображений Kvasir [14] методом регрессионного анализа установлена функциональная зависимость глубины усиления контраста p от дисперсии яркости в окрестности обрабатываемого пиксела изображения, нормированной к минимальному значению: $\sigma_{\Omega}^2 / \sigma_{\min}^2$.

Расчет значений предикторов $\sigma_{\Omega}^2 / \sigma_{\min}^2$ и оценка откликов p выполнялись в блоках раз-

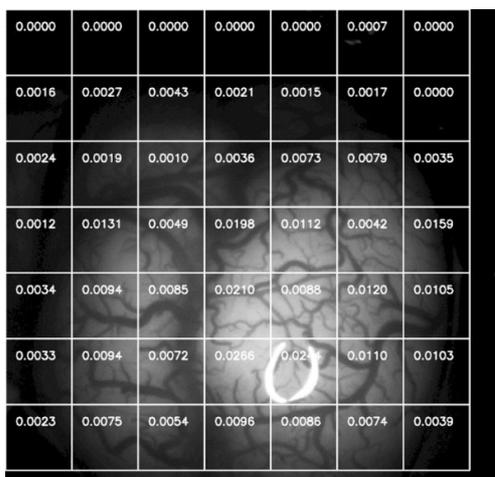


Рис. 9. Значения локальной дисперсии для отдельных блоков изображения

Fig. 9. Local variance values for different image blocks

мером 128×128 пикселей. Размер блока был выбран достаточно маленьким, чтобы исключить зависимость от контекста изображения, но в то же время достаточно большим для эффективного подбора параметра p . Для каждого блока рассчитывалась количественная оценка детальности $-\sigma_{\Omega}^2$, и с помощью визуальной оценки подбирался коэффициент коррекции p , обеспечивающий наилучшее контрастирование фрагмента. Значение σ_{\min}^2 соответствует минимальному значению дисперсии блока среди всех блоков изображения. Сформированная таким образом база данных использовалась для выбора регрессионной модели и оценки ее параметров.

Полученная функциональная зависимость имеет следующий вид:

$$p = \log_2 \left(k \frac{\sigma_{\Omega}^2}{\sigma_{\min}^2} \right),$$

где k – параметр, зависящий от характеристик сенсора и определяемый по базе полученных им изображений.

Объективные метрики оценки качества коррекции. Оценить эффективность предложенного метода и сделать выводы о возможности его применения в CDSS можно на основе анализа результатов обработки изображений различными методами повышения контраста. В качестве объективных критериев используем оценку изменения контраста, оценку уровня шума и оценку структурного сходства по метрике MSSIM (Mean Structural Similarity Index Measure – усредненный индекс структурного сходства) [15].

Простым способом оценки изменения контраста является расчет отношения детальностей обработанного и исходного изображений, усредненных по блокам изображения:

$$\Delta C = \frac{1}{N} \sum_k \frac{R'_k}{R_k},$$

где N – количество блоков; k – номер блока; R'_k и R_k – СКО блока обработанного и исходного изображений.

Согласно [16] уровень детальности во

фрагменте изображения с номером k можно описать уравнением

$$R_k = \sum_{i=1}^A \sum_{j=1}^B \left| \text{grad}L(x_j, y_i) \right|,$$

где A – число строк; B – число столбцов фрагмента изображения;

$$\text{grad}L(x_j, y_i) = \left[\Delta L(x_j, y_i) / \Delta x, \Delta L(x_j, y_i) / \Delta y \right]^T$$

– вектор-градиент, составленный из первых частных производных изображения $L(x, y)$ по направлениям x и y для каждой точки изображения ("T" – символ транспонирования).

Оценка вектора-градиента по направлениям производилась с помощью классического оператора Собела [17].

Повышение контраста изображения приводит к росту высокочастотной составляющей. Вклад в высокие частоты может быть как положительным (подчеркивание сосудистой структуры и иных мелких деталей), так и отрицательным (усиление шумов). Для оценки эффективности обработки изображения по критерию повышения контраста необходимо измерить уровень шума.

В радиотехнике отношение сигнал/шум традиционно определяется выражением

$$\text{SNR} = \mu_s / \sigma_s,$$

где μ_s , σ_s – среднее значение и СКО сигнала соответственно.

Оценку приращения отношения сигнал/шум ΔSNR можно получить, если использовать следующую формулу только для низкодетальных блоков, изменение СКО которых обусловлено изменением уровня шума, а изменения средней яркости при повышении контраста не происходит:

$$\Delta\text{SNR} = \frac{1}{N} \sum_k \frac{\text{SNR}'_k}{\text{SNR}_k} = \frac{1}{N} \sum_k \frac{\sigma_k}{\sigma'_k},$$

где SNR_k , SNR'_k – оценки отношения сигнал/шум исходного и обработанного изобра-

жений соответственно; σ_k , σ'_k – СКО исходного и обработанного блоков изображения соответственно. К низкодетальным отнесены блоки, имеющие минимальную дисперсию яркости пикселей внутри блока. В исследовании для каждого изображения выбиралось 3 неперекрывающихся блока.

Экспериментальная оценка предложенного метода. На рис. 10 представлены примеры обработки эндоскопических изображений. Наглядно видно, что при обработке исходных изображений (а) предложенным методом (в) шумов на изображениях существенно меньше, чем на изображениях, обработанных методом АКК (б).

Результаты сравнения методов по объективным критериям на базе данных эндоскопических изображений Kvasir представлены в таблице.

Результаты объективной оценки методов
 Results of an objective assessment of methods

Метод	АКК (этап коррекции яркости)	АКК (коррекция яркости и контраста)	Метод с адаптивной глубиной коррекции контраста
ΔSNR	0.83	0.47	0.64
ΔC	1.71	3.61	3.44
MSSIM	0.83	0.63	0.71

Анализ результатов обработки метода с адаптивной глубиной коррекции контраста на основе ряда объективных критериев показал преимущество данного метода в сравнении с аналогом (методом АКК) по следующим критериям:

- сопоставимый уровень повышения контраста (3.44 против 3.61);
- большее значение индекса структурного сходства с исходным изображением (0.71 против 0.63);
- существенно меньший уровень шумов в результате коррекции (0.64 вместо 0.47).

Закключение. Преимущество метода с адаптивной глубиной коррекции контраста по сравнению с аналогом обусловлено лучшим сохранением структурного сходства и большим ограничением роста шумов в результате коррекции. Изменение отношения сигнал/шум определено при усреднении по низкодетальным блокам.

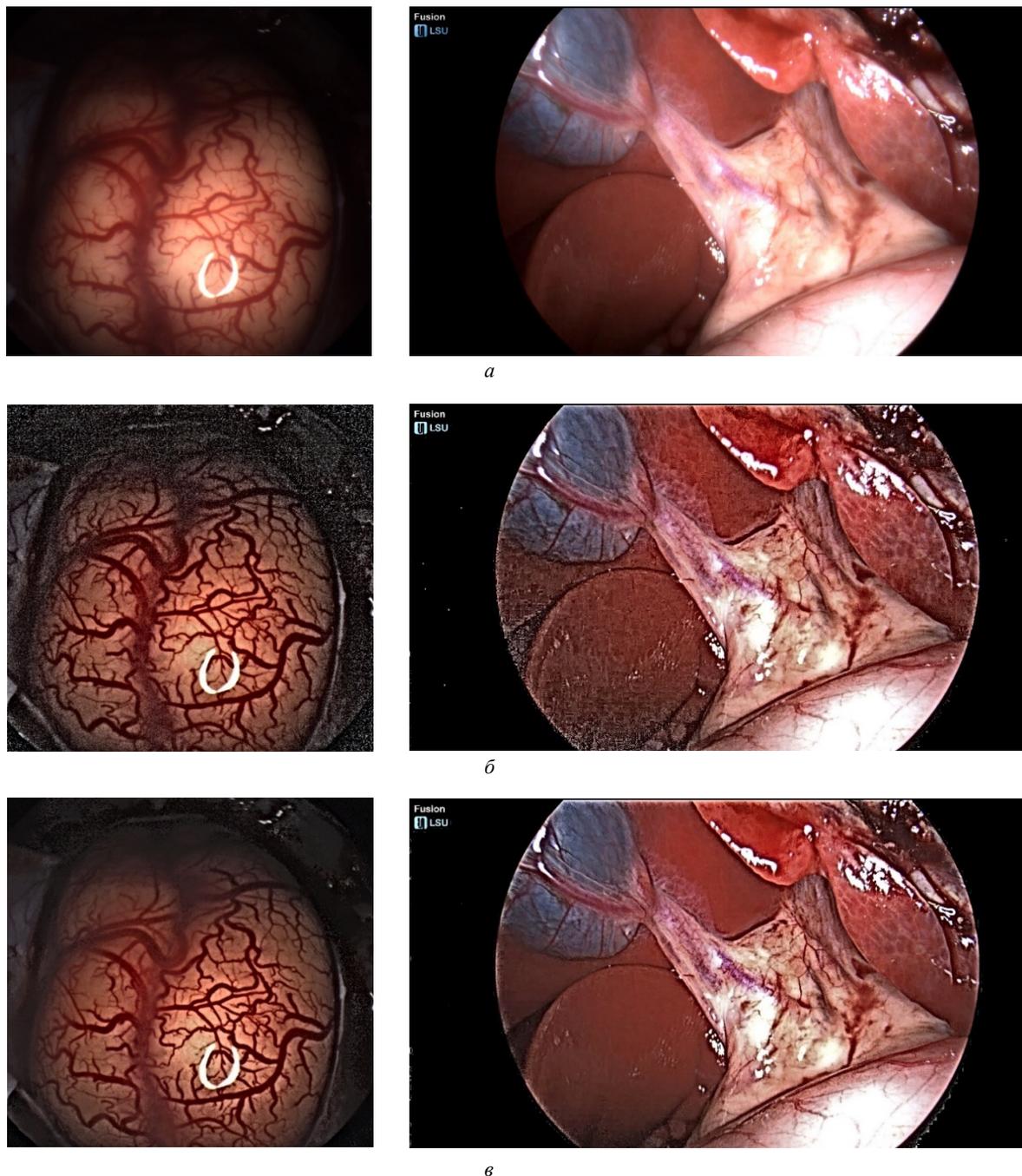


Рис. 10. Примеры обработки изображений: *а* – исходные изображения; *б* – метод АКК; *в* – предложенный метод с адаптивной глубиной коррекции

Fig. 10. Example of image enhancement: *a* – original images; *б* – LTSNE; *в* – proposed method with an adaptive correction depth

Повышение контраста изображения увеличивает интенсивность шумов, что влечет за собой потерю эргономичности изображения и затрудняет его визуальный анализ. Чтобы избежать значительного роста уровня шумов, предложена адаптация метода к детальности

окрестности обрабатываемого пиксела. Параметром, зависящим от детальности, является глубина коррекции, причем аналитический вид функциональной зависимости глубины коррекции от детальности получен с использованием регрессионного анализа.

Список литературы

1. Huang T. S., Yang G. J., Tang G. Y. A fast two-dimensional median filtering algorithm // *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1979. Vol. 27, iss. 1. P. 13–18. doi: 10.1109/TASSP.1979.1163188
2. A low-memory, straightforward and fast bilateral filter through subsampling in spatial domain / F. Banterle, M. Corsini, P. Cignoni, R. Scopigno // *Computer Graphics Forum*. 2012. Vol. 31, iss. 1. P. 19–32. doi: 10.1111/j.1467-8659.2011.02078.x
3. Tomasi C., Manduchi R. Bilateral filtering for gray and color images // 6th Intern. Conf. on Computer vision, Bombay, India, 4–7 Jan. 1998. Piscataway: IEEE, 1998. P. 839–846. doi: 10.1109/ICCV.1998.710815
4. Buades A., Coll B., Morel J.-M. Neighborhood filters and PDE's // *Numerische Mathematik*. 2006. Vol. 105, № 1. P. 1–34.
5. Jin W., Qi J. An improved approximate K-nearest neighbors nonlocal-means denoising method with GPU acceleration // *Intelligent Science and Intelligent Data Engineering*. 2012. Vol. 7751. P. 425–432.
6. Maggioni M., Foi A. Nonlocal transform-domain denoising of volumetric data with groupwise adaptive variance estimation // *Proc. SPIE Electronic Imaging*. 2012. Vol. 8296. P. 1–8. doi: 10.1117/12.912109
7. Aгаian S., Silver B., Panetta K. Transform coefficient histogram based image enhancement algorithms using contrast entropy // *IEEE Trans. Image Process*. 2007. Vol. 16, iss. 3. P. 741–758. doi: 10.1109/tip.2006.888338
8. Mukherjee J., Mitra S. K. Enhancement of color images by scaling the DCT coefficients // *IEEE Trans. on Image Processing*. 2008. Vol. 17, iss. 10. P. 1783–1794. doi: 10.1109/TIP.2008.2002826
9. Fattal R. Edge-avoiding wavelets and their applications // *ACM Trans. Graphics*. 2009. Vol. 28, iss. 3. P. 1–10. doi: 10.1145/1531326.1531328
10. Gray and color image contrast enhancement by the Curvelet transform / J.-L. Starck, F. Murtagh, E. J. Candès, D. L. Donoho // *IEEE Trans. on Image Processing*. 2003. Vol. 12, iss. 6. P. 706–717.
11. Tao L., Asari K. V. An adaptive and integrated neighborhood dependent approach for nonlinear enhancement of color images // *SPIE J. of Electronic Imaging*. 2005. Vol. 14, № 4. P. 1.1–1.14.
12. Arigela S., Asari V. K. A Locally tuned nonlinear technique for color image enhancement // *WSEAS Trans. Signal Processing*. 2008. Vol. 4, № 8. P. 514–519.
13. Прэтт У. Цифровая обработка изображений: в 2 кн. Кн. 2 / пер. с англ. М.: Мир, 1982. 480 с.
14. Kvasir: a multi-class image dataset for computer aided gastrointestinal disease detection / K. Pogorelov, K. R. Randel, C. Griwodz, S. L. Eskeland, T. Lange, D. Johansen, C. Spampinato, D. Dang-Nguyen, M. Lux, P. T. Schmidt, M. Riegler, P. Halvorsen // *MMSys. Proc. of the 8th ACM on Multimedia Systems Conf*. 2017. P. 164–169. doi: 10.1145/3083187.3083212
15. Wang Z., Simoncelli E. P., Bovik A. C. Multiscale structural similarity for image quality assessment // *Conf. Record of the 37th Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*. Pacific Grove, California, 9–12 Nov. 2004. University of Illinois at Urbana-Champaign: IEEE, 2004. Vol. 2. P. 1398–1402.
16. Rosenfeld A., Troy E. B. Visual texture analysis. Maryland: Computer Science Center, University of Maryland, 1970. 15 p.
17. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.

Информация об авторе

Поздеев Александр Анатольевич – магистр по направлению "Радиотехника" (2017), аспирант, ассистент кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы; колориметрия.
Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: puches4@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0003-0003-4051>

References

1. Huang T. S., Yang G. J., Tang G. Y. A Fast Two-Dimensional Median Filtering Algorithm. *IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. 1979, vol. 27, iss. 1, pp. 13–18. doi:10.1109/TASSP.1979.1163188
2. Banterle F., Corsini M., Cignoni P., Scopigno P. A Low-Memory, Straightforward and Fast Bilateral Filter Through Subsampling in Spatial Domain. *Computer Graphics Forum*. 2012, vol. 31, iss. 1, pp. 19–32. doi: 10.1111/j.1467-8659.2011.02078.x
3. Tomasi C., Manduchi R. Bilateral Filtering for Gray and Color Images. 6th Intern. Conf. on Computer vision, Bombay, India, 4–7 Jan. 1998. Piscataway, IEEE, 1998, pp. 839–846. doi: 10.1109/ICCV.1998.710815
4. Buades A., Coll B., Morel J.-M. Neighborhood Filters and PDE's. *Numerische Mathematik*. 2006, vol. 105, no. 1, pp. 1–34.
5. Jin W., Qi J. An Improved Approximate K-Nearest Neighbors Nonlocal-Means Denoising

Method with GPU Acceleration. *Intelligent Science and Intelligent Data Engineering*. 2012, vol. 7751, pp. 425–432.

6. Maggioni M., Foi A. Nonlocal Transform-Domain Denoising of Volumetric Data with Groupwise Adaptive Variance Estimation. *Proc. SPIE Electronic Imaging*. 2012, vol. 8296, pp. 1–8. doi: 10.1117/12.912109

7. Aгаian S., Silver B., Panetta K. Transform Coefficient Histogram Based Image Enhancement Algorithms Using Contrast Entropy. *IEEE Trans. Image Process.* 2007, vol. 16, iss. 3, pp. 741–758. doi: 10.1109/tip.2006.888338

8. Mukherjee J., Mitra S. K. Enhancement of Color Images by Scaling the DCT Coefficients. *IEEE Trans. on Image Processing*. 2008, vol. 17, iss. 10, pp. 1783–1794. doi: 10.1109/TIP.2008.2002826

9. Fattal R. Edge-Avoiding Wavelets and Their Applications // *ACM Trans. Graphics*. 2009. Vol. 28, iss. 3. P. 1–10. doi: 10.1145/1531326.1531328

10. Starck J.-L., Murtagh F., Candès E. J., Donoho D. L. Gray and Color Image Contrast Enhancement by the Curvelet Transform. *IEEE Trans. on Image Processing*. 2003, vol. 12, iss. 6, pp. 706–717.

11. Tao L., Asari K. V. An Adaptive and Integrated Neighborhood Dependent Approach for Nonlinear En-

hancement of Color Images. *SPIE J. of Electronic Imaging*. 2005, vol. 14, no. 4, pp. 1.1–1.14.

12. Arigela S., Asari V. K. A Locally Tuned Non-linear Technique for Color Image Enhancement. *WSEAS Trans. Signal Processing*. 2008, vol. 4, no. 8, pp. 514–519.

13. Pratt W. K. *Digital Image Processing*. 3rd Ed. New York, Wiley, 2001, 722 p.

14. Pogorelov K., Randel K. R., Griwodz C., Eskeland S. L., Lange T., Johansen D., Spampinato C., Dang-Nguyen D., Lux M., Schmidt P. T., Riegler M., Halvorsen P. Kvasir: a Multi-Class Image Dataset For Computer Aided Gastrointestinal Disease Detection. *MMSys*. 2017, pp. 164–169. doi: 10.1145/3083187.3083212

15. Wang Z., Simoncelli E. P., Bovik A. C. Multiscale Structural Similarity for Image Quality Assessment. *Conf. Record of the 37th Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, California, 9–12 Nov. 2004*, University of Illinois at Urbana-Champaign, IEEE, 2004, vol. 2, pp. 1398–1402.

16. Rosenfeld A., Troy E. B. *Visual Texture Analysis*. Maryland, Computer Science Center, University of Maryland, 1970, 15 p.

17. Gonzalez R. C., Woods, R. E. *Digital Image Processing*. 2nd Ed. New Jersey, Prentice Hall, 2002, 976 p.

Information about the author

Alexander A. Pozdeev, Master on Radio Engineering (2017), PhD Student, Assistant of the Department of Television and Video Equipment of Saint-Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: digital image processing; applied television systems; colorimetry.

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

E-mail: puches4@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0003-0003-4051>

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

УДК 62-97/98

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2022-25-5-104-112>

Разработка микронасосной системы для поддержки кровообращения

А. И. Хаустов, Г. Г. Боярский[✉], К. В. Кротов

Московский авиационный институт (МАИ), Москва, Россия

[✉] glebboyarsky@gmail.com

Аннотация

Введение. В современной кардиохирургии для обеспечения частичной или полной, постоянной или временной замены функции сердца применяются системы поддержки, имеющие размеры, требующие проведения серьезной хирургической операции. Для обеспечения малой инвазивности требуется существенно уменьшить размеры имплантируемой части системы, что позволит вводить эти устройства через бедренную артерию.

Цель работы. Разработка малоинвазивной микронасосной системы для поддержки кровообращения.

Материалы и методы. На основе анализа технологии применения системы поддержки кровообращения (МСПК) разработан ее состав, принцип работы, спроектированы основные ее узлы и элементы. При проектировании микронасоса как узла, определяющего массогабаритные параметры всей системы, используются численные и экспериментальные методы оптимизации его проточной части из условия минимизации травмы крови и тромбообразования. При разработке системы смазки и охлаждения решалась термодинамическая задача по обеспечению отвода тепла. Электронный блок управления разработан на основании накопленного опыта проектирования и эксплуатации блоков управления клинически применяемых систем вспомогательного кровообращения.

Результаты. Спроектирован микронасос диаметром 6,5 мм и длиной 43 мм с требуемыми гемо- и гидродинамическими параметрами, обеспечивающий минимальную травму и тромбообразование. Определены основные параметры и спроектированы узлы и элементы МСПК (электроприводы, система смазки и охлаждения). Разработан состав и принцип работы электронного блока управления (ЭБУ), который представляет собой микропроцессорную систему управления МСПК с обратной связью. Встроенное программное обеспечение ЭБУ позволяет управлять частотой вращения электроприводов микронасоса и насоса подачи охлаждающей жидкости в требуемом диапазоне, измерять, отображать, регистрировать режимные параметры работы МСПК, а также осуществлять контроль их работы в требуемых диапазонах, обмениваться данными между ЭБУ и компьютером.

Заключение. Подготовлена документация на узлы и элементы МСПК, обеспечивающие требуемые гидро- и гемодинамические параметры, необходимые для применения микронасосной малоинвазивной системы, что позволяет перейти к сборке и отладке узлов и элементов МСПК в целом.

Ключевые слова: поддержка кровообращения, проектирование, микронасос, электронный блок управления, система смазки и охлаждения

Для цитирования: Хаустов А. И., Боярский Г. Г., Кротов К. В. Разработка микронасосной системы для поддержки кровообращения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 5. С. 104–112. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-104-112

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке ФГБУ "Фонд содействия инновациям" (договор № 3052ГС1/44987 от 04 июня 2019 г.).

Статья поступила в редакцию 09.08.2022; принята к публикации после рецензирования 15.09.2022; опубликована онлайн 29.11.2022



Designing of a Micropump System for Circulatory Support

Alexander I. Khaustov, Gleb G. Boyarsky[✉], Kirill V. Krotov

Moscow Aviation Institute (MAI), Moscow, Russia

✉ glebboyarsky@gmail.com

Abstract

Introduction. Support systems currently used in modern cardiac surgery to provide partial or complete, permanent or temporary replacement of cardiac function are frequently characterized by large dimensions, thus requiring major surgical interventions. Low invasiveness can be ensured by reducing the size of the implanted part of such systems, allowing these devices to be inserted through the femoral artery.

Aim. Development of a minimally invasive micropump system to support blood circulation.

Materials and methods. Based on the analysis of implementation of micropump circulatory support systems (MCSS), the configuration, operational principles and main components of such a system were determined. When designing a micropump, as a unit defining the weight and size parameters of the entire system, numerical and experimental methods were used to optimize its flow path based on the condition of minimizing blood injury and thrombus formation. The lubrication and cooling system was developed by solving the thermodynamic problem of heat removal. The electronic control unit was developed on the basis of accumulated experience in the design and operation of control units for circulatory support systems.

Results. A micropump with a diameter of 6.5 mm and a length of 43 mm with the required hydro- and hemodynamic parameters was designed. The device ensures minimal trauma and thrombus formation. The main MCSS parameters, as well as its main components (electric drives, lubrication and cooling systems), were defined. The configuration and operational principles of the electronic control unit (ECU), consisting in a microprocessor-based control system with feedback, were developed. The ECU built-in software manages the rotational speed of the electric drives of the micropump and coolant supply pump in the required range. In addition, the software is used to measure, display and register the MCSS operational parameters, as well as to monitor their operation in the required ranges and to exchange data between the ECU and the PC.

Conclusion. All the necessary documentation for the MCSS nodes and components was prepared. These nodes and components ensure the hydro- and hemodynamic parameters required for the use of the developed minimally invasive micropump system. Future work will address the stages of MCSS assembly and debugging.

Keywords: circulatory support, design, micropump, electronic control unit, lubrication and cooling system

For citation: Khaustov A. I., Boyarsky G. G., Krotov K. V. Designing of a Micropump System for Circulatory Support. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 5, pp. 104–112. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-5-104-112

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

Acknowledgment. The work was supported by the FSBI Innovation Promotion Fund (Agreement No. 3052GS1/44987 dated June 04, 2019).

Submitted 09.08.2022; accepted 15.09.2022; published online 29.11.2022

Введение. В современной кардиохирургии находят широкое применение нагнетательные устройства, которые обеспечивают частичную или полную, временную или постоянную замену функции сердца. Такие устройства применяются как для компенсации сердечной функции левого [1–3], так и для механической поддержки насосной функции левого и правого желудочков сердца [4, 5] и имеют диаметр до 30 мм и длину 90 мм массой до 200 г.

Следующим шагом в применении насосов является разработка устройств для систем поддержки кровообращения с меньшими массогабаритными характеристиками [6–10], что позволяет вводить эти устройства через бедренную артерию без серьезной хирургической операции, чтобы обеспечивать их малоинвазивное применение.

Целью работы является разработка малоинвазивной микронасосной системы для поддержки кровообращения.

Методы. На основе технологии применения микронасоса для системы поддержки кровообращения (МСПК) разработан ее состав, принцип работы и спроектированы основные узлы и элементы, обеспечивающие возможность введения насоса в полость левого желудочка посредством стандартной методики катетеризации полостей сердца по Сельдингеру.

На рис. 1 показан состав МСПК. Микронасос (МН) 2 забирает кровь через направляющий катетер 1, размещенный в левом желудочке сердца. Кровь проходит в проточную часть МН и через его спрямляющий аппарат (СА) попадает в аорту. Гибкий вал МН 5, который находится внутри двухпросветного катетера 3, соединен с валом электропривода 4, находящимся в электронном блоке управления (ЭБУ) 7.

При работе МН между вращающимся валом и катетером возникает трение. Для отвода тепла и смазывания их контактной поверхности перистальтическим насосом 10 в соедини-

тельный узел 6, в просвет между тросиком и катетером, закачивается смазывающая и охлаждающая жидкость (СОЖ) из емкости 8, а от туда по внешнему зазору двухпросветного катетера поступает к МН и затем возвращается в приемную емкость 9.

Вся работа МСПК контролируется и управляется ЭБУ.

При проектировании узлов и элементов МСПК использовались современные методы моделирования течения вязкой ньютоновской жидкости (крови и охлаждающей жидкости) [11–13] с экспериментальной апробацией полученных результатов. Для разработки электронного блока управления использовался опыт разработки подобных устройств для систем вспомогательного кровообращения [14–16].

Результаты. На основании метода проектирования [17, 18] разработан микронасос МСПК. На рис. 2 представлен состав и габаритные размеры разработанного МН, где

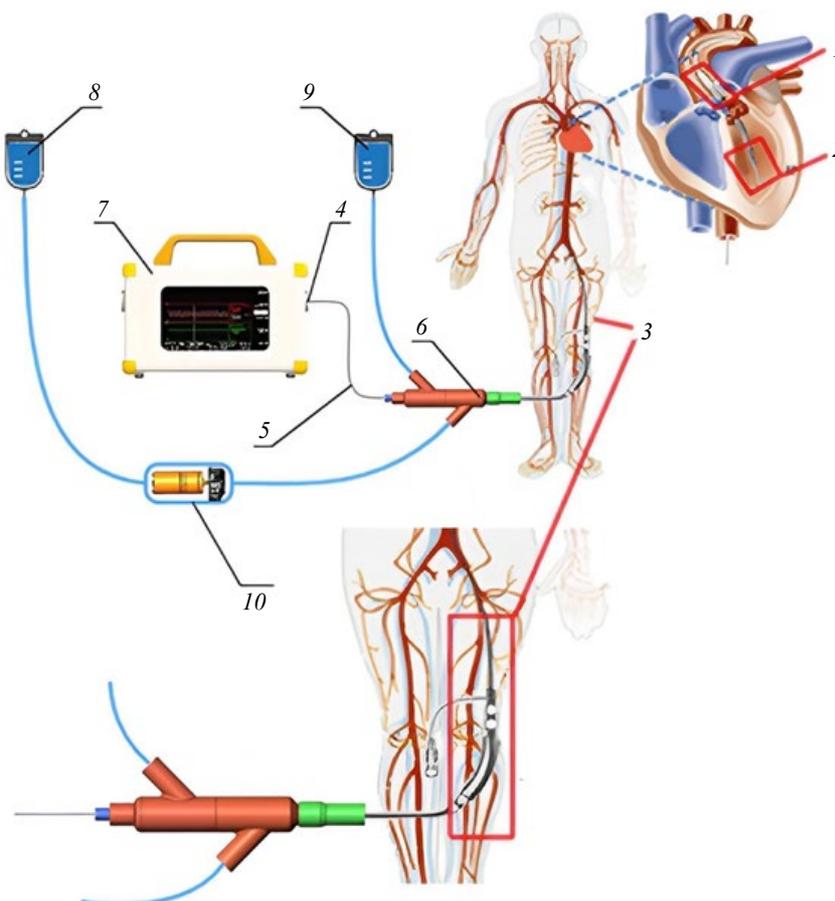


Рис. 1. Состав МСПК

Fig. 1. Micropump circulatory support system (MCSS)

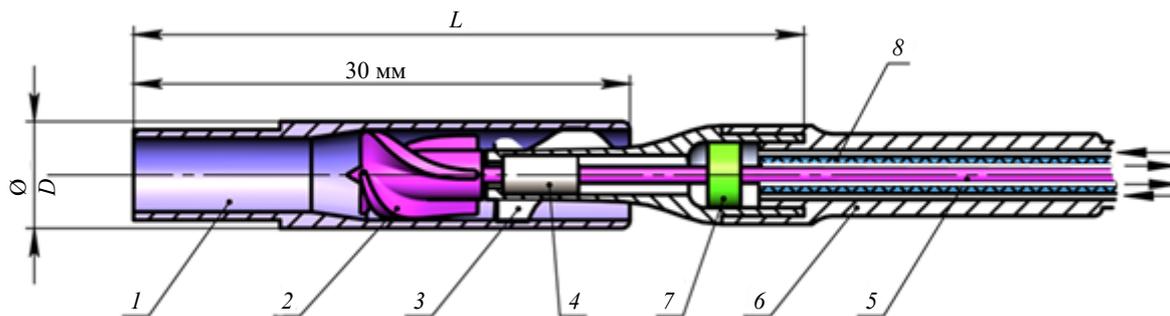


Рис. 2. Микронасос МСПК

Fig. 2. MCSS micropump

$L = 43$ мм; $D = 6.5$ мм. Кровь поступает через входной патрубок 1 в рабочее колесо (РК) 2 МН, который передает энергию крови, а затем кровь поступает на лопатки СА 3, где энергия вращения переходит в энергию напора. РК приводится во вращение от гибкого вала 5, соединенного с электроприводом. Смазывающая и охлаждающая жидкость поступает по внешнему зазору двухпросветного катетера 6 через проточки подшипников 4, 7 в проточную часть МН и через внутренний зазор двухпросветного катетера, образованный внутренним катетером 8 и вращающимся гибким валом, возвращается в приемный резервуар. СОЖ содержит в себе антикоагулирующий препарат, который препятствует образованию тром-

бов в проточной части МН.

Расчетными и экспериментальными исследованиями доказано, что проточная часть разработанного микронасоса МСПК удовлетворяет следующим требованиям:

- обеспечивает подачу крови вязкостью $(4...6)10^{-3}$ Па·с в диапазоне от 0.1 до 4 л/мин и напор не менее 10.2 Дж/кг;

- отсутствуют застойные зоны внутри проточной части микронасоса, что не вызывает тромбообразования; скорость течения крови в любой точке проточной части МН находится в диапазоне от 0.1 до 9 м/с (на рис. 3 в качестве примера показано распределение скоростей в проточной части МН), что гарантирует минимальный уровень гемолиза.

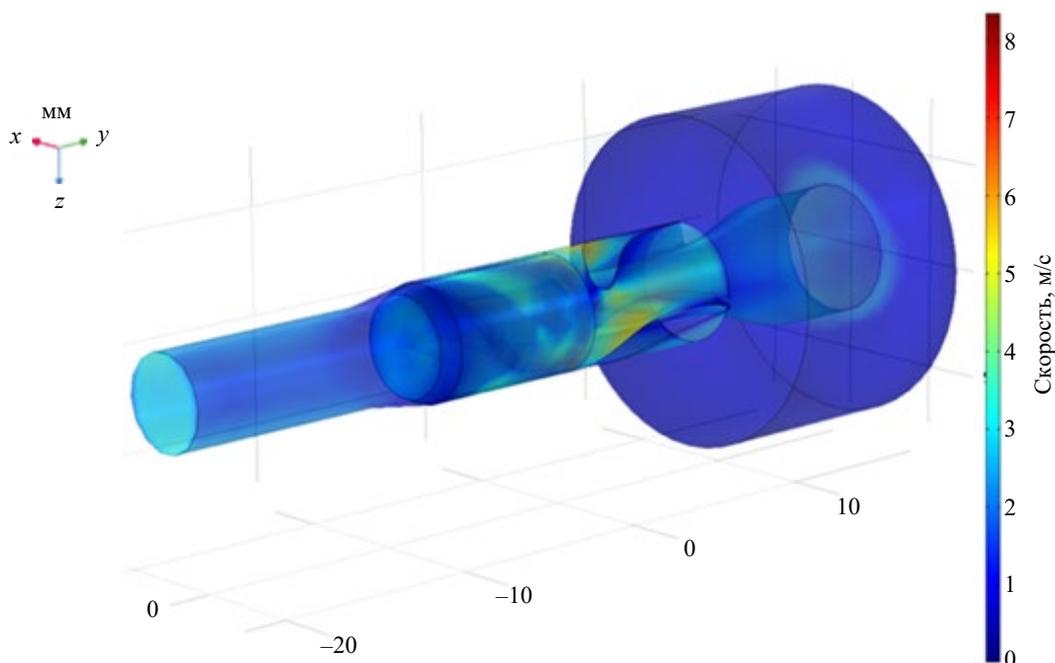


Рис. 3. Скорость течения крови в проточной части МН

Fig. 3. Flow rate in the flow part of the micropump

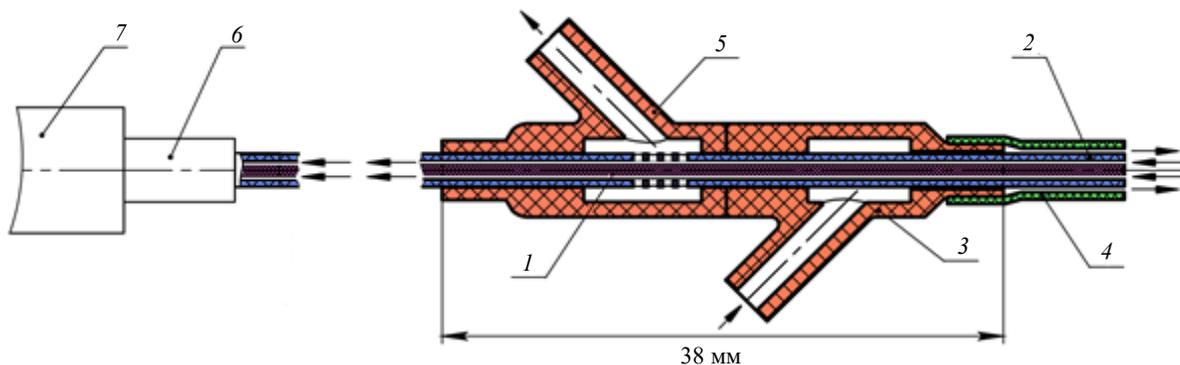


Рис. 4. Коллекторный узел

Fig. 4. Liquid supply and removal collector

В качестве электропривода (ЭП) МН используется бесколлекторный электромотор постоянного тока с регулируемой частотой вращения от 6000 до 50 000 об/мин, которая изменяется регулятором частоты вращения. Расчеты показали, что мощность ЭП равна 50 Вт и учитывает КПД насоса, электромотора и потерю энергии при вращении гибкого вала внутри двухпросветного катетера, которая по оценочным расчетам составляет не менее 30 % от мощности ЭП.

Для обеспечения подачи СОЖ разработан коллекторный узел (рис. 4), позволяющий подводить и отводить жидкость к двухпросветному катетеру и гибкому валу 1, который вращается во внутреннем катетере 2. СОЖ подводится через патрубок 3 из емкости и по зазору между внутренним 2 и внешним 4 катетерами попадает в МН, где охлаждает подшипники и возвращается через патрубок 5 в приемную емкость системы смазки и охлаждения гибкого вала (СОВ). Остатки жидкости поступают в цанговую муфту 6, через которую выполняется

соединение гибкого вала с валом ЭП 7, находящегося в ЭБУ.

Важнейшим элементом, обеспечивающим бесперебойную работу всей системы, является насос СОВ. Для выбора типа насоса СОВ определен его напор, как напор, равный сумме потерь энергии при течении СОЖ по тракту двухпросветного катетера. По этим параметрам выбран перистальтический насос марки Seco серии PPE.

На основе анализа клинического применения разработан состав и принцип работы электронного блока управления (рис. 5, 6), который представляет собой микропроцессорную систему управления МСПК с обратной связью.

К разъемам ЭБУ (рис. 5) подключаются: внешний аккумулятор 1, сетевой адаптер 2, компьютер 3, двухпросветный катетер и гибкий вал МН 4, электропитание насоса СОВ 5. Верхняя панель (рис. 6) включает в себя цифровой индикатор отображения параметров ЭБУ 8; индикатор частоты вращения ЭП МН/насоса СОВ 7; индикатор режима отображения мощ-



Рис. 5. Внешний вид ЭБУ и подключения узлов МСПК

Fig. 5. Appearance and node connection of the electronic control unit (ECU)

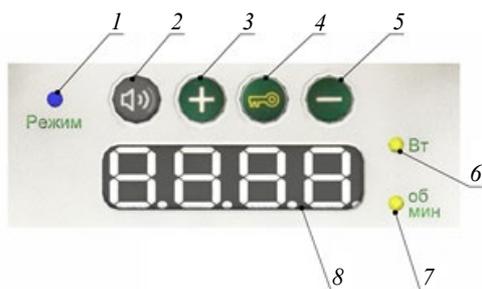


Рис. 6. Верхняя панель ЭБУ

Fig. 6. Upper panel of electronic control unit (ECU)

ности, потребляемой МН/насосом СОВ 6; кнопки корректировки режима работы 3 и 5; кнопка ключ "К" 4, блокирующая остальные кнопки; индикатор контроля режимов 1; кнопка звукового сигнала контроля режимов работы системы 2.

Встроенное программное обеспечение ЭБУ выполняет следующие функции:

1. Управление частотой вращения ЭП МН в требуемом диапазоне:

1.1. Изменяет и отображает на индикаторе верхней панели (рис. 6, 8) частоту вращения МН.

1.2. Измеряет силу тока, напряжение и отображает на передней панели электрическую мощность ЭП МН.

1.3. Контролирует частоту вращения ЭП МН и выдает индикаторную и звуковую команды при уменьшении или увеличении текущей частоты вращения ЭП МН (рис. 6, 7) относительно заданной на 500 об/мин.

1.4. Контролирует мощность ЭП МН и выдает индикаторную и звуковую команды (рис. 6, 6), если ее превышение составляет более 15 % от допустимых значений мощности при заданной частоте вращения ЭП.

2. Управление частотой вращения ЭП насоса СОВ в заданном диапазоне:

2.1. Измеряет и отображает на передней панели (рис. 5) частоту вращения насоса СОВ.

2.2. Измеряет силу тока, напряжение и отображает на передней панели потребляемую электрическую мощность насоса СОВ.

2.3. Контролирует частоту вращения насоса СОВ и выдает индикаторную и звуковую команды при уменьшении или увеличении текущей частоты вращения насоса СОВ относительно заданной на 100 об/мин.

2.4. Контролирует мощность насоса системы подачи и удаления охлаждающей жидкости (СПУЖ) и выдает индикаторную команду на передней панели (рис. 5) и звуковую команду, если превышение составляет более 15 % допустимых значений мощности при заданной частоте вращения ЭП.

3. Обмен информацией между ЭБУ и компьютером (передача параметров функционирования электроприводов МН и насоса СОВ).

ЭБУ может быть подключен к компьютеру, что позволяет пользователю (врачу или специалисту технической поддержки) выполнять следующие действия:

– записывать в память компьютера рекомендуемый врачом для данного пациента режим работы МСПК и передавать измеряемые параметры узлов и элементов МСПК;

– длительное время осуществлять мониторинг параметров работы МСПК в течение лечения пациента;

– периодически передавать параметры МСПК в ходе выполнения клинических или амбулаторных исследований;

– записывать и хранить во встроенной памяти основные данные пациента (Ф.И.О., возраст, диагноз), ассоциированные с его регистрационной картой;

– получать от ЭБУ и отображать на мониторе компьютера информацию о текущем состоянии аппарата в виде цифровых значений: заданной и реальной частоты вращения ЭП МН и насоса СОВ, потребляемой электрической мощности и напряжения питания.

Заключение. На основании накопленного опыта проектирования систем для вспомогательного кровообращения, методов проектирования МН и ЭБУ разработаны основные специальные, нестандартные узлы и элементы малоинвазивной системы поддержки кровообращения (микронасос диаметром 6.5 мм и длиной 43 мм). Подготовлена конструкторская документация на микронасос, элементы системы смазки и охлаждения, электронный блок управления, что позволяет перейти к сборке и отладке всей малоинвазивной системы поддержки кровообращения.

Список литературы

1. Иткин Г. П. Механическая поддержка кровообращения: проблемы, решения и новые технологии // Вестн. трансплантологии и искусственных органов. 2014. Т. 16, № 3. С. 76–84. doi: 10.15825/1995-1191-2014-3-76-84
2. Acute Cardiovascular Care Association position statement for the diagnosis and treatment of patients with acute myocardial infarction complicated by cardiogenic shock: A document of the Acute Cardiovascular Care Association of the European Society of Cardiology / U. Zeymer, H. Bueno, C. B. Granger, J. Hochman, K. Huber, M. Lettino, S. Price, F. Schiele, M. Tubaro, P. Vranckx, D. Zahger, H. Thiele // Eur. Heart J. Acute Cardiovasc. Care. 2020. Vol. 9, iss. 2. P. 183–197. doi: 10.1177/2048872619894254
3. The History of Durable Left Ventricular Assist Devices and Comparison of Outcomes: HeartWare, HeartMate II, HeartMate 3, and the Future of Mechanical Circulatory Support / C. Berardi, C. A. Bravo, S. Li, M. Khorsandi, J. E. Keenan, J. Auld, S. Rockom, J. A. Beckman, C. Mahr // J. of Clinical Medicine. 2022. Vol. 11, iss. 7. P. 20–22. doi: 10.3390/jcm11072022
4. Long-term biventricular support following myocardial infarction from anterior descending coronary artery damage due to stabbing: A case report / A. Chernyavskiy, A. Fomichev, T. Ruzmatov, A. Khaustov // J. of Cardiac Surgery. 2020. Vol. 35, iss. 9. P. 222–242. doi: 10.1111/jocs.14816
5. Первый опыт использования системы механической поддержки левого желудочка "АВК-Н" в кардиохирургической клинике / А. М. Чернявский, Д. В. Доронин, А. В. Фомичев, А. М. Караськов // Патология кровообращения и кардиохирургия. 2019. Т. 23, № 1. P. 26–32. doi: 10.21688/1681-3472-2019-1-26-32
6. Miniaturization of mechanical circulatory support systems / G. A. Giridharan, T. J. Lee, M. Ising, M. A. Sobieski, S. C. Koenig, L. A. Gray, M. S. Slaughter // Artificial Organs. 2012. Vol. 36, № 8. P. 731–758. doi: 10.1111/j.1525-1594.2012.01523.x
7. Use of impella ventricular assist device in patients with severe coronary artery disease presenting with cardiac arrest / V. K. Mukku, Q. Cai, S. Gilani, K. Fujise, A. Barbagelata // The Intern. j. of angiology: official publication of the Intern. College of Angiology. 2012. Vol. 21, iss. 3. P. 163–166. doi: 10.1055/s-0032-1324736
8. Successful use of the Impella Recover LP 5.0 device for circulatory support during off-pump coronary artery bypass grafting / P. Pepino, G. Coronella, P. Oliviero, M. Monaco, V. Schiavone, F. Finizio, G. Biondi-Zoccai, G. Frati, A. Giordano // Intern. J. of Surgery. 2014. Vol. 5, iss. 11. P. 803–805. doi: 10.1016/j.ijscr.2014.07.013
9. 2011 ACCF/AHA/SCAI guideline for percutaneous coronary intervention: A report of the American College of Cardiology Foundation/American Heart Association task force on practice guidelines and the Society for Cardiovascular Angiography and Interventions / G. N. Levine, E. R. Bates, J. C. Blankenship, S. R. Bailey, J. A. Bittl, B. Cercek, C. E. Chambers, S. G. Ellis, R. A. Guyton, S. M. Hollenberg, U. N. Khot, R. A. Lange, L. Mauri, R. Mehran, I. D. Moussa, D. Mukherjee, B. K. Nallamothu, H. H. Ting // Circulation. 2011. Vol. 124, № 23. P. e574–e651. doi: 10.1161/CIR.0b013e31823ba622
10. First-in-human experience with Aortix intraaortic pump / A. N. Vora, J. W. Schuyler, A. D. DeVore, A. Ebner, W. Clifton, M. R. Patel // Catheter Cardiovasc Interv. 2019. Vol. 93, iss. 3. P. 428–433. doi: 10.1002/ccd.27857
11. Улюмджиева Г. В., Гельманова М. О. CFD как альтернатива экспериментальному моделированию. Достоинства и недостатки // Intern. Scientific Review. 2016. № 18 (28). С. 51–52.
12. Морозов Д. Программы для численного решения задач обтекания и теплообмена // Наука и инновации. 2017. № 167. С. 29–32.
13. Лукьянов И. И. Современные подходы к моделированию турбулентных течений // Символ науки. 2016. № 12-1. С. 12–14.
14. An Optimal H-Infinity Controller for Left Ventricular Assist Devices Based on a Starling-like Controller: A Simulation Study / M. Bakouri, A. Alassaf, K. Alshareef, S. Abdelsalam, H. F. Ismail, A. Ganoun, A.-H. Alomari // Mathematics. 2022. Vol. 10, iss. 5. P. 731. doi: 10.3390/math10050731
15. Разработка носимого блока управления имплантируемым осевым насосом системы вспомогательного кровообращения / А. В. Адашкин, К. Н. Дозоров, А. Н. Стищенко, И. А. Филатов, Г. П. Иткин, Е. Г. Коньшева, С. В. Селищев, Г. С. Кузьмин, А. Н. Гусев // Биотехносфера. 2011. № 4 (16). С. 24–27.
16. Peripheral Ventricular Assist Devices in Interventional Cardiology: The Impella® Micro-Axial Pump / T. Becher, S. Baumann, F. Eder, C. Fastner, M. Behnes, D. Lossnitzer, C. Doesch, M. Borggrefe // Interventional Cardiology. IntechOpen, 2017. doi: 10.5772/67883
17. Боярский Г. Г., Хаустов А. И. Анализ течения вязкой жидкости в элементах микронасоса для систем вспомогательного кровообращения // Вестн. МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. Машиностроение. 2021. № 3 (138). С. 135–145. doi: 10.18698/0236-3941-2021-3-135-145
18. Boyarsky G. G., Nevzorov A. M., Khaustov A. I. A Micropump for Left Ventricular Support // Biomedical Engineering. 2021. Vol. 55. P. 153–156.

Информация об авторах

Хаустов Александр Иванович – доктор технических наук (1999), профессор (2000), профессор кафедры "Экология, системы жизнеобеспечения и безопасность жизнедеятельности" Московского авиационного института (МАИ). Автор более 80 научных работ. Сфера научных интересов – численное моделирование; гидродинамика; теплопередача; разработка систем авиационного и космического назначения, систем вспомогательного кровообращения.

Адрес: Московский авиационный институт (МАИ), Волоколамское ш., д. 4, Москва, 125080, Россия

E-mail: sinna286@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2131-751X>

Боярский Глеб Геннадьевич – магистр по специальности "Биотехнические системы и технологии" (Московский авиационный институт (МАИ), 2018), аспирант кафедры "Экология, системы жизнеобеспечения и безопасность жизнедеятельности" Московского авиационного института (МАИ). Автор 6 научных работ. Сфера научных интересов – системное проектирование; конструирование; численное моделирование; биотехнические системы.

Адрес: Московский авиационный институт (МАИ), Волоколамское ш., д. 4, Москва, 125080, Россия

E-mail: glebboyarsky@gmail.com

Кротов Кирилл Владимирович – бакалавр по специальности "Биотехнические системы и технологии" (Московский авиационный институт (МАИ), 2021), инженер Московского авиационного института (МАИ). Сфера научных интересов – численные методы; гидравлические машины; постановка и проведение численных экспериментов.

Адрес: Московский авиационный институт (МАИ), Волоколамское ш., д. 4, Москва, 125080, Россия

E-mail: krotovkv@mai.ru

References

1. Itkin G. P. Mechanical Circulatory Support: Problems, Solutions and New Directions. *Russian J. of Transplantology and Artificial Organs*. 2014, vol. 16, no. 3, pp. 76–84. (In Russ.) doi: 10.15825/1995-1191-2014-3-76-84
2. Zeymer U., Bueno H., Granger C. B., Hochman J., Huber K., Lettino M., Price S., Schiele F., Tubaro M., Vranckx P., Zahger D., Thiele H. Acute Cardiovascular Care Association Position Statement for the Diagnosis and Treatment of Patients with Acute Myocardial Infarction Complicated by Cardiogenic Shock: A Document of the Acute Cardiovascular Care Association of the European Society of Cardiology. *Eur. Heart J. Acute Cardiovasc. Care*. 2020, vol. 9, iss. 2, pp. 183–197. doi: 10.1177/2048872619894254
3. Berardi C., Bravo C. A., Li S., Khorsandi M., Keenan J. E., Auld J., Rockom S., Beckman J. A., Mahr C. The History of Durable Left Ventricular Assist Devices and Comparison of Outcomes: HeartWare, HeartMate II, HeartMate 3, and the Future of Mechanical Circulatory Support. *J. of Clinical Medicine*. 2022, vol. 11, iss. 7, pp. 20–22. doi: 10.3390/jcm11072022
4. Chernyavskiy A., Fomichev A., Ruzmatov T., Khaustov A. Long-Term Biventricular Support Following Myocardial Infarction from Anterior Descending Coronary Artery Damage Due to Stabbing: A Case Report. *J. of Cardiac Surgery*. 2020, vol. 35, iss. 9, pp. 222–242. doi: 10.1111/jocs.14816
5. Chernyavskii A. M., Doronin D. V., Fomichev A. V., Karas'kov A. M. The Initial Experience of Implantation of the Left Ventricular Assist Device "Sputnik" at a Cardiac Surgery Center. *Patologiya krovoobrashcheniya i kardiokhirurgiya [Circulatory Pathology and Cardiac Surgery]*. 2019, vol. 23, no. 1, pp. 26–32. (In Russ.) doi: 10.21688/1681-3472-2019-1-26-32
6. Giridharan G. A., Lee T. J., Ising M., Sobieski M. A., Koenig S. C., Gray L. A., Slaughter M. S. Miniaturization of Mechanical Circulatory Support Systems. *Artificial Organs*. 2012, vol. 36, no. 8, pp. 731–758. doi: 10.1111/j.1525-1594.2012.01523.x
7. Mukku V. K., Cai Q., Gilani S., Fujise K., Barbagelata A. Use of Impella Ventricular Assist Device in Patients with Severe Coronary Artery Disease Presenting with Cardiac Arrest. *The Intern. J. of Angiology: official publication of the Intern. College of Angiology*. 2012, vol. 21, iss. 3, pp. 163–166. doi: 10.1055/s-0032-1324736
8. Pepino P., Coronella G., Oliviero P., Monaco M., Schiavone V., Finizio F., Biondi-Zoccai G., Frati G., Giordano A. Successful Use of the Impella Recover LP 5.0 Device For Circulatory Support During Off-Pump Coronary Artery Bypass Grafting. *Intern. J. of Surgery*. 2014, vol. 5, iss. 11, pp. 803–805. doi: 10.1016/j.ijscr.2014.07.013
9. Levine G. N., Bates E. R., Blankenship J. C., Bailey S. R., Bittl J. A., Cercek B., Chambers C. E., Ellis S. G., Guyton R. A., Hollenberg S. M., Khot U. N., Lange R. A., Mauri L., Mehran R., Moussa I. D., Mukherjee D., Nallamothu B. K., Ting H. H. 2011 ACCF/AHA/SCAI Guideline for Percutaneous Coro-

nary Intervention: A Report of the American College of Cardiology Foundation/American Heart Association Task Force on Practice Guidelines and the Society for Cardiovascular Angiography and Interventions. *Circulation*. 2011, vol. 124, no. 23, pp. e574–e651. doi: 10.1161/CIR.0b013e31823ba622

10. Vora A. N., Schuyler J. W., DeVore A. D., Ebner A., Clifton W., Patel M. R. First-in-Human Experience with Aortic Intraaortic Pump. *Catheter Cardiovasc Interv*. 2019, vol. 93, iss. 3, pp. 428–433. doi:10.1002/ccd.27857

11. Uljumdzhieva G. V., Gel'manova M. O. *CFD kak al'ternativa jeksperimental'nomu modelirovaniyu. Dostoinstva i nedostatki* [CFD as an Alternative To Experimental Modeling. Advantages and Disadvantages]. *International Scientific Review*. 2016, no. 18 (28), pp. 51–52. (In Russ.)

12. Morozov D. *Programmy dlja chislennogo reshenija zadach obtekanija i teploobmena* [Programs for Numerical Solution of Flow and Heat Transfer Problems]. *Nauka i innovacii* [Science and innovation]. 2017, no. 167, pp. 29–32. (In Russ.)

13. Luk'janov I. I. *Sovremennye podhody k modelirovaniyu turbulentnyh techenij* [Modern Approaches to Modeling Turbulent Flows]. *Simvol nauki* [Science Symbol]. 2016, no. 12-1, pp. 12–14. (In Russ.)

14. Bakouri M., Alassaf A., Alshareef K., Abdelsalam S., Ismail H. F., Ganoun A., Alomari A.-H. An Optimal H-Infinity Controller for Left Ventricular

Assist Devices Based on a Starling-like Controller: A Simulation Study. *Mathematics*. 2022, vol. 10, iss. 5, p. 731. doi: 10.3390/math10050731

15. Adaskin A. V., Dozorov K. N., Stitsenko A. N., Filatov I. A., Itkin G. P., Konysheva E. G., Selishchev S. V., Kuz'min G. S., Gusev A. N. *Razrabotka nosimogo bloka upravleniya implantiruемым ose-vym nasosom sistemy vspomogatel'nogo krovoobrashcheniya* [Development of a Wearable Control Unit for an Implantable Axial Pump of the Circulatory Assist System] *Biotekhnosfera* [Biotechnosphere]. 2011, no. 4 (16), pp. 24–27. (In Russ.)

16. Becher T., Baumann S., Eder F., Fastner C., Behnes M., Lossnitzer D., Doesch C., Borggreffe M. Peripheral Ventricular Assist Devices in Interventional Cardiology: The Impella® Micro-Axial Pump. *Interventional Cardiology*. IntechOpen, 2017. doi: 10.5772/67883

17. Khaustov A.I., Boyarskii G.G. Analysis of Viscous Fluid Flow in Micropump Elements for Circulatory Support Systems. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University, Series Mechanical Engineering*. 2021, no. 3 (138), pp. 135–145. (In Russ.) doi: 10.18698/0236-3941-2021-3-135-145

18. Boyarsky G. G., Nevzorov A. M., Khaustov A. I. A Micropump for Left Ventricular Support. *Biomedical Engineering*. 2021, vol. 55, pp. 153–156.

Information about the author

Alexander I. Khaustov, Dr Sci. (Eng.) (1999), Professor (2000) Professor of the Department of Ecology, life support systems and life safety of Moscow Aviation Institute (MAI). The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: numerical simulation; hydrodynamics; heat transfer; development of aviation and space systems, auxiliary circulatory system.

Address: Moscow Aviation Institute (MAI), 4, Volokolamsk Highway, Moscow 125080, Russia

E-mail: sinna286@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2131-751X>

Gleb G. Boyarsky, Master in "Biotechnical Systems and Technologies" (2018), Postgraduate Student of the Department of Ecology, life support systems and life safety of Moscow Aviation Institute (MAI). Area of expertise: system design; design; numerical simulation; biotechnical systems.

Address: Moscow Aviation Institute (MAI), 4, Volokolamsk Highway, Moscow 125080, Russia

E-mail: glebboyarsky@gmail.com, SPIN-код: 7815-7674.

Kirill V. Krotov, Bachelor in "Biotechnical Systems and Technologies" (Moscow Aviation Institute (MAI), 2021), Engineer of the Moscow Aviation Institute (MAI). Area of expertise: numerical methods; hydraulic machinery; setting up and carrying out numerical experiments.

Address: Moscow Aviation Institute (MAI), 4, Volokolamsk Highway, Moscow 125080, Russia

E-mail: krotovkv@mai.ru

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц, обзорной статьи не более 20 страниц);
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

Структура научной статьи

Авторам рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:
 - УДК (выравнивание по левому краю);
 - название статьи;
 - авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
 - место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
 - ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
 - источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
 - благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
 - конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).
- Заголовочная часть на английском языке:
 - название (Title);

- авторы (Authors);
 - место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация (Abstract);
 - ключевые слова (Keywords);
 - источник финансирования (Acknowledgements);
 - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
 - Приложения (при наличии).
 - Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
 - Список литературы (библиографический список);
 - Информация об авторах.

Название статьи должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

Авторство и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

Аннотация представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

Введение. Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

Цель работы. Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

Материалы и методы. Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

Результаты. Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

Обсуждение (Заключение). Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

Ключевые слова – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

Введение. Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

Методы. Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

Результаты. В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

Обсуждение (Заключение и Выводы). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

Список литературы (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее, 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 основного текста 11 pt, остальных сведений 10 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует номенклатуре научных специальностей:

2.2 – Электроника, фотоника, приборостроение и связь:

- 2.2.1 – Вакуумная и плазменная электроника.
- 2.2.2 – Электронная компонентная база микро- и нанoeлектроники, квантовых устройств.
- 2.2.3 – Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники.
- 2.2.4 – Приборы и методы измерения (по видам измерений).
- 2.2.5 – Приборы навигации.
- 2.2.6 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы.
- 2.2.7 – Фотоника.
- 2.2.8 – Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды.
- 2.2.9 – Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры.
- 2.2.10 – Метрология и метрологическое обеспечение.
- 2.2.11 – Информационно-измерительные и управляющие системы.

2.2.12 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения.

2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.

2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

2.2.16 – Радиолокация и радионавигация.

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Фотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197022, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 литера Ф, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

Известия высших учебных заведений России. **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**
Journal of the Russian Universities. **RADIOELECTRONICS**

Том 25 № 5 2022

Vol. 25 No. 5 2022

Научный редактор А. М. Мончак
Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Компьютерная верстка М. И. Поповой,
Е. И. Третьяковой

Science Editor A. M. Monchak
Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek
DTP Professional M. I. Popova
E. I. Tretyakova

Подписано в печать 24.11.22. Формат 60×84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая.

Уч.-изд. л. 15.34. Печ. л. 14.75. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 156.

Цена свободная.

Signed to print 24.11.22. Sheet size 60×84 1/8.

Educational-ed. liter. 15.34. Printed sheets 14.75. Number of copies 300.

Printing plant 1–150 copies. Order no. 156.

Free price.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197022, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 Ф

ETU Publishing house
5 F Prof. Popov St., St Petersburg 197022, Russia