



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 26 № 6 2023



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 26 No. 6 2023

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2023

Saint Petersburg
ETU Publishing house

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

Индекс по каталогу АО «Почта России» П4296

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

Издается 6 раз в год.

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

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

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

Редакция журнала:

197022, Санкт-Петербург,

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

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

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

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

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

В. М. УСТИНОВ, д.ф.-м.н., чл.-кор. РАН, директор, Центр микроэлектроники и субмикронных гетероструктур РАН, С.-Петербург, Россия

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

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

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

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

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

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

Журнал выполняет следующие задачи:

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

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

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



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0



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

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

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

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

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

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

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

EDITORIAL BOARD:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

EXECUTIVE SECRETARY

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

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

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Научные статьи

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Бибарсов М. Р., Дворников С. В., Крячко А. Ф., Пшеничников А. В. Научно-технические предложения по повышению помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами.....6

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Сосунов А. М., Алтынников А. Г., Легкова Т. К., Платонов Р. А., Комлев А. Е. Антенна Фабри–Перо на основе электрически перестраиваемой щелевой антенны и двухслойной частотно-селективной поверхности.....16

Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Горовой А. В., Черепанов А. С. Пространственная фильтрация сигналов при неточной калибровке антенной решетки.....27

Радиолокация и радионавигация

Плотницкая Е. С., Гейстер С. Р., Веремьев В. И. Математическая модель сигнала, отраженного от винтов квадрокоптера, в приложении к обращенному синтезу апертуры антенны в бистатической РЛС.....41

Электроника СВЧ

Гапончик Р. В., Таценко И. Ю., Витько В. В., Сташкевич А. А., Гото Т., Устинов А. Б. Исследование нелинейного логического элемента "исключающее ИЛИ-НЕ" на основе наведенного нелинейного сдвига фазы спиновых волн.....54

Севериков В. С., Фам Конг Че, Мельник В. И. Расчет и измерение диэлектрических параметров керамических и сегнетоэлектрических материалов в диапазоне СВЧ.....64

Буянтуев Б. С., Калмыков Н. С., Яковенко Е. В., Холодняк Д. В. Методика разработки широкополосных отрицательных индуктивностей с малым отклонением для применений в СВЧ-диапазоне.....74

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

Аббакумов К. Е., Вагин А. В., Вьюгинова А. А., Сидоренко И. Г., Сергеев С. С. Модель формирования акустических характеристик твердых сред с упорядоченной трещиноватостью.....94

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

Антонов Р. Ю. Исследование структуры зерна пшеницы методом цифровой рентгенографии....103

От редакции

К столетию со дня рождения В. И. Винокурова.....113

Правила для авторов статей.....116

CONTENTS

Original articles

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

Bibarsov M. R., Dvornikov S. V., Kryachko A. F., Pshenichnikov A. V. Scientific and Engineering Proposals for Improving the Noise Immunity of Receiving Multi-Position Signals in Channels with Variable Parameters.....6

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Sosunov A. M., Altynnikov A. G., Legkova T. K., Platonov R. A., Komlev A. E. Fabry–Perot Antenna Based on an Electrically Tunable Slot Antenna and a Two-Layer Frequency-Selective Surface.....16

Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Gorovoy A. V., Cherepanov A. S. Spatial Filtering of Signals under Imprecise Calibration of Antenna Arrays.....27

Radar and Navigation

Plotnitskaya E. S., Heister S. R., Veremyev V. I. Mathematical Model for a Radar Signal Reflected from Drone Propellers as Applied to the Method of Inverse Synthetic Aperture Radar in Bistatic Radar.....41

SHF Electronics

Haponchyk R. V., Tatsenko I. Yu., Vitko V. V., Stashkevich A. A., Goto T., Ustinov A. B. Investigation of a Nonlinear XNOR Logic Gate Based on an Induced Nonlinear Phase Shift of Spin Waves.....54

Severikov V. S., Fam Kong Che, Melnik V. I. Calculation and Measurement of Dielectric Parameters of Ceramic and Ferroelectric Materials in the Microwave Range.....64

Buiantuev B. S., Kalmykov N. S., Iakovenko E. V., Kholodnyak D. V. A Methodology to Design Broadband Negative Inductors with Tight Tolerance for Microwave Applications.....74

Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio Waves

Abbakumov K. E., Vagin A. V., Vjuginova A. A., Sidorenko I. G., Sergeev S. S. Formation Model for Acoustic Characteristics of Solid Media with Ordered Fracturing.....94

Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product

Antonov R. Yu. Study of Wheat Grain Structure by Digital Radiography.....103

From the Editor

To the Centenary of the Birth of V. I. Vinokurov.....113

Author's Guide.....116

Научно-технические предложения по повышению помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами

М. Р. Бибарсов^{1,2✉}, С. В. Дворников^{1,2}, А. Ф. Крячко², А. В. Пшеничников¹

¹ Военная академия связи, Санкт-Петербург, Россия

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

✉ bibarsovmr@rambler.ru

Аннотация

Введение. Одной из важнейших задач в современных телекоммуникационных системах является повышение помехоустойчивости приема сигналов в каналах с переменными параметрами. Например, в линиях связи стандартов DVB-T2, DVB-S и DVB-S2/S2X широко применяются сигнальные конструкции (СК) многопозиционной квадратурной амплитудной модуляции (М-КАМ). Однако, как показывает анализ научных публикаций, случайный характер изменения фаз трансформированного сигнального созвездия приводит к потерям помехоустойчивости сигналов М-КАМ. Технические решения для эффективного приема таких сигналов проработаны в недостаточной степени. Предлагаемая структурная схема устройства приема квадратурных амплитудных сигналов и алгоритм функционирования амплитудно-фазового детектора позволяют учитывать и компенсировать случайные изменения фазы.

Цель работы. Разработка научно-технических предложений по повышению эффективности приема сигналов М-КАМ в радиоканалах со случайным изменением фазы.

Материалы и методы. Полученные результаты описаны на основе теории связи, теории сигналов в предметной области методов исследования помехоустойчивости.

Результаты. Предложена структурная схема устройства приема квадратурных амплитудных сигналов и алгоритм функционирования амплитудно-фазового детектора, позволяющие учитывать и компенсировать случайные изменения фазы. Сформулированы научно-технические предложения по повышению помехоустойчивости приема М-КАМ в каналах с переменными параметрами.

Заключение. Разработанные научно-технические предложения по повышению помехоустойчивости многопозиционных квадратурных сигналов в каналах с переменными параметрами обосновывают целесообразность использования трансформированной СК М-КАМ с улучшенными энергетическими характеристиками; применение разработанного устройства приема обработки квадратурных амплитудных сигналов и алгоритма функционирования амплитудно-фазового детектора. Полученные результаты позволяют производить демодуляцию с одновременной компенсацией фазовых искажений для повышения помехоустойчивости приема сигналов М-КАМ.

Ключевые слова: многопозиционные сигналы, канал с переменными параметрами, помехоустойчивость СК, сигнальное созвездие, фазовые искажения, вероятность парной ошибки, отношение сигнал/шум, квадратурная амплитудная модуляция

Для цитирования: Научно-технические предложения по повышению помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами / М. Р. Бибарсов, С. В. Дворников, А. Ф. Крячко, А. В. Пшеничников // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-15

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 15.10.2023; принята к публикации после рецензирования 16.11.2023; опубликована онлайн 29.12.2023



Scientific and Engineering Proposals for Improving the Noise Immunity of Receiving Multi-Position Signals in Channels with Variable Parameters

Marat R. Bibarsov^{1,2}✉, Sergey V. Dvornikov^{1,2},
Alexander F. Kryachko², Alexander V. Pshenichnikov¹

¹ Military Telecommunications Academy, St Petersburg, Russia

³ Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St Petersburg, Russia

✉ bibarsovmr@rambler.ru

Abstract

Introduction. An important task faced by the developers of modern telecommunication systems consists in increasing the noise immunity of signal reception in channels with variable parameters. Thus, the communication lines of DVB-T2, DVB-S, and DVB-S2/S2 standards widely apply signal structures (SS) of multi-position quadrature amplitude modulation (M-QAM). However, an analysis of scientific publications shows that the random nature of the phase change of the transformed signal constellation leads to a loss of noise immunity of the M-QAM signals. Engineering solutions for the effective reception of such signals are lacking. The proposed block diagram of a device for receiving quadrature amplitude signals and the developed operation algorithm for an amplitude-phase detector allow random phase changes to be considered and reduced.

Aim. Development of scientific and engineering proposals to improve the efficiency of receiving M-QAM signals in radio channels with random phase changes.

Materials and methods. The study was conducted using the methods of noise immunity research, as well as communication theory and signal theory.

Results. A block diagram of a device for receiving quadrature amplitude signals and an operation algorithm for an amplitude-phase detector were proposed, which allow random phase changes to be considered and compensated for. Scientific and engineering proposals were formulated to improve the noise immunity of M-QAM reception in channels with variable parameters.

Conclusion. The developed scientific and engineering proposals for increasing the noise immunity of multi-position quadrature signals in channels with variable parameters substantiate both the feasibility of using a transformed SS M-QAM with improved energy characteristics, as well as the application of the developed receiving device for processing quadrature amplitude signals and the operation algorithm of an amplitude-phase detector. The results obtained make it possible to perform demodulation with simultaneous compensation of phase distortions to increase the noise immunity of M-QAM signal reception.

Keywords: multi-position signals, channel with variable parameters, signal structure noise immunity, signal constellation vector, phase distortions, pair error probability, signal-to-noise ratio, quadrature amplitude modulation

For citation: Bibarsov M. R., Dvornikov S. V., Kryachko A. F., Pshenichnikov A. V. Scientific and Engineering Proposals for Improving the Noise Immunity of Receiving Multi-Position Signals in Channels with Variable Parameters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 6, pp. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-6-15

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

Submitted 15.10.2023; accepted 16.11.2023; published online 29.12.2023

Введение. Исследование свойств многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами, которые находят широкое применение в различных радиотехнических системах, отражено во многих научных работах [1–13]. В частности, сигнальные конструкции (СК) многопозиционной квадратурной амплитудной

модуляции (М-КАМ) представляют собой сумму двух несущих колебаний одной частоты, фазы которых отличаются на 90° . Каждое колебание при этом модулируется по амплитуде. Таким образом, в таких СК изменяется как фаза, так и амплитуда сигнала, что позволяет увеличить количество информации, передаваемой

одним состоянием сигнала. Принцип использования двух независимо модулируемых несущих лежит в основе квадратурной модуляции. Широкое распространение получила М-КАМ с уровнями амплитуды 16, 32, 64, 128 и 256.

Благодаря своим энергетическим и спектральным характеристикам СК М-КАМ эффективно применяются в различных цифровых системах передачи информации с высокой пропускной способностью, например в современных линиях связи коммуникационных стандартов DVB-T2, DVB-S и DVB-S2/S2X.

Каждый сигнал М-КАМ геометрически изображают вектором в сигнальном пространстве. Причем концы векторов в нем отображаются в виде сигнальных точек, координаты которых определяются значениями комплексных чисел. Точки на диаграмме называют сигнальными точками (или точками созвездия). Они представляют множество модулирующих символов, т. е. модулирующий алфавит (ансамбль) или сигнальное созвездие (СС). Расстояние между двумя ближайшими точками созвездия определяет помехоустойчивость манипуляции.

Сигнал при прохождении по каналу связи подвергается искажению по причине влияния аддитивного белого шума, замираний, многолучевого распространения, затухания, помех, несовершенства радиоаппаратуры и т. п. Сигнальное созвездие позволяет упростить обнаружение искажений сигнала: белый шум представляется как размытые точки СС; некогерентная одночастотная интерференция выглядит как круги вместо точки СС; фазовые искажения видны как сигнальные точки СС, распределённые по кругу; затухание сигнала приводит к тому, что точки СС, находящиеся по углам, оказываются ближе к центру, чем должны быть.

Необходимо отметить, что при равном числе точек в сигнальном созвездии спектр сигналов М-КАМ идентичен спектру многопозиционных фазоманипулированных (М-ФМ) сигналов. Однако СК М-КАМ имеют лучшую помехоустойчивость, поскольку расстояние между сигнальными точками при М-ФМ меньше расстояния между сигнальными точками при М-КАМ. С другой стороны, по показателю пик-фактора сигналы М-ФМ являются более востребованными. Кроме того, как для сигналов М-КАМ,

так и для сигналов М-ФМ необходимо поддерживать баланс между получением высоких скоростей передачи информации и поддержания приемлемой скорости битовых ошибок.

С увеличением порядка модуляции в системах с сигналами М-КАМ возрастает скорость передачи информации. Увеличение скорости передачи данных приводит к увеличению числа точек СС, и расстояние между ними уменьшается, следовательно, возрастает вероятность ошибок при распознавании символа. Кроме того, сигналы М-КАМ чувствительны к изменению параметров синхронизации, особенно к фазовым искажениям, вносимым в канале радиосвязи.

В [12] разработаны технические решения для приема и демодуляции сигналов шестнадцатипозиционной квадратурной амплитудной манипуляции 16-КАМ. Однако указанные практические реализации имеют общий недостаток: низкая помехоустойчивость приема сигналов в каналах со случайным изменением фазы.

Таким образом, анализ научной литературы, посвященной использованию в системах передачи информации сигналов М-КАМ, показал следующее:

- недостаточная степень исследования помехоустойчивости сигналов М-КАМ в настоящее время, особенно в каналах со случайным изменением фазы;
- целесообразность применения трансформированных СК, устраняющих указанные недостатки;
- необходимость разработки технических решений, позволяющих осуществлять прием и демодуляцию сигналов М-КАМ в каналах со случайным изменением фазы.

Целью настоящей статьи является разработка научно-технических предложений по повышению эффективности приема сигналов М-КАМ в радиоканалах со случайным изменением фазы.

Для достижения указанной цели необходимо решить следующие задачи:

1. На основе анализа свойств трансформированных СК 16-КАМ и зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум (ОСШ) с учетом фазовых искажений разработать структурную схему устройства приема квадратурных амплитудных сигналов.

2. Разработать алгоритм функционирования амплитудно-фазового детектора.

Структурная схема устройства приема квадратурных амплитудных сигналов в каналах со случайным изменением фазы. В [8] представлены трансформированные модели сигнала 16-КАМ (рис. 1, 2) и получены аналитическая и графическая зависимости вероятности парной ошибки от ОСШ для этих моделей, в том числе с учетом фазовых искажений (рис. 3). Анализ рис. 1, 2 показывает примерное

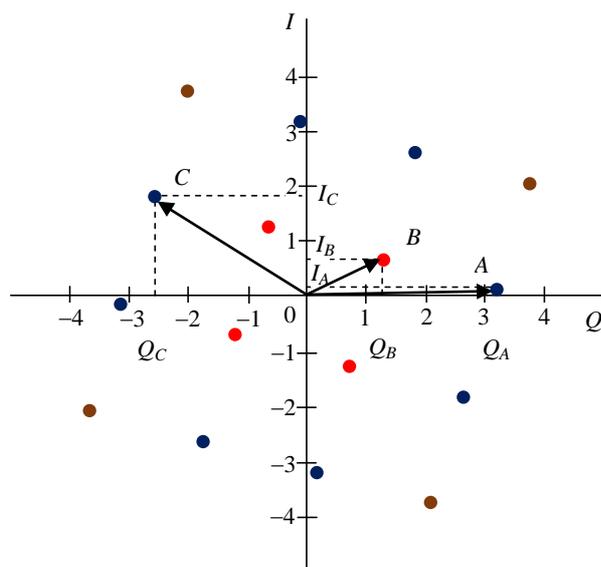


Рис. 1. Модель сигнала КАМ-16, трансформированная по телевизионному стандарту DVB-T2

Fig. 1. Model of the QAM-16 signal, transformed according to the DVB-T2 standard

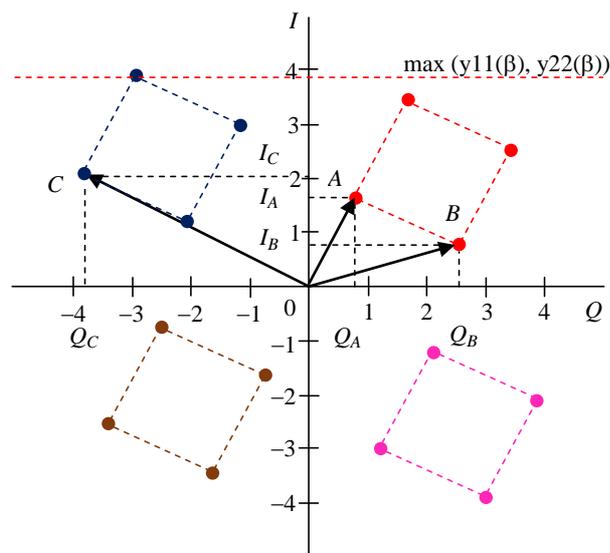


Рис. 2. Модель сигнала КАМ-16, трансформированная по телевизионному стандарту DVB-T2

Fig. 2. Model of the QAM-16 signal, transformed according to the DVB-T2 standard

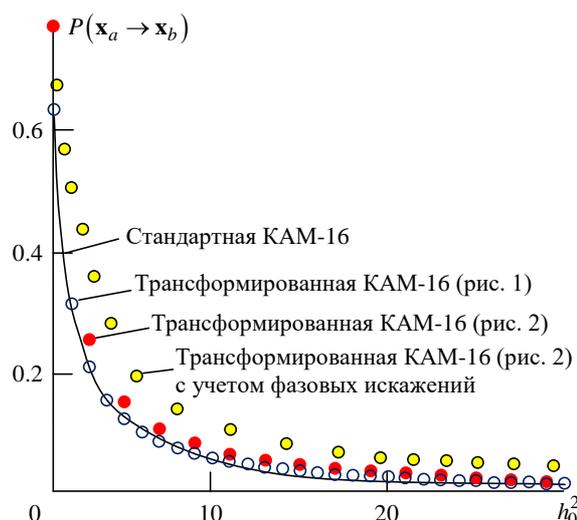


Рис. 3. Зависимость вероятности парной ошибки от отношения сигнал/шум

Fig. 3. Dependence of the pair error probability on the signal-to-noise ratio

равенство значений вероятности ошибки на символ в зависимости от ОСШ, поскольку расстояния между точками СС практически не изменяются и в первом, и во втором случае.

Между тем определение средней энергии и пик-фактора методом имитационного моделирования показало, что значения совокупности этих показателей предпочтительней у модели сигнала 16-КАМ, созвездия которых представлены на рис. 2. В частности, по показателю пик-фактора был получен выигрыш порядка 7.5 %. Однако вследствие этого проигрыш в средней энергии полученного сигнала составил 1.1 %. Таким образом, энергетический выигрыш, полученный за счет предложенной трансформации СС 16-КАМ (рис. 2), определяет увеличение помехоустойчивости приема исходного сигнала.

Следующее аналитическое соотношение учитывает случайный характер изменения фаз трансформированного сигнального созвездия:

$$\begin{aligned}
 P(\mathbf{x}_a \rightarrow \mathbf{x}_b) = & 0.5 [1 - \text{sgn}(q_m)] \times \\
 & \times \exp\{-|q_m| k_m [1 + \text{sgn}(q_m)]\} - \\
 & - 0.5 \left[1 + \frac{1 + \sqrt{h_0^2 P_b}}{k_m^2 h_0^2 P_a P_b (1 - \lambda^2(a, b))} \right]^{-0.5} \times \\
 & \times \exp\{-[\text{sgn}(q_m) + 0.5 \times
 \end{aligned}$$

$$\left. \times \left(1 + \frac{1 + \sqrt{h_0^2 \cdot P_b}}{k_m^2 h_0^2 P_a P_b (1 - \lambda^2(a, b))} \right)^{-0.5} \right\} +$$

$$+ 0.5 \operatorname{sgn}(q_m) \exp\left\{-\left[\operatorname{sgn}(q_m) + \right.\right.$$

$$\left. \left. + \sqrt{1 + \frac{1 + \sqrt{h_0^2 \cdot P_b}}{k_m^2 h_0^2 P_a P_b (1 - \lambda^2(a, b))}} k_m |q_m| \right] \right\} \frac{1}{k_1},$$

где $q_m = \frac{1 + \sqrt{h_0^2 P_a}}{1 + \sqrt{h_0^2 P_b}}$ и $k_m =$

$$= \frac{h_0 P_a (1 - \lambda^2(a, b)) + P_b / P_a - 1}{2 h_0 P_a (1 - \lambda^2(a, b))} - \text{промежуточ-$$

ные параметры, позволяющие рассчитать вероятность ошибки на символ с учетом эффективных значений мощности сигнала КАМ-16, а также текущего ОСШ; $\mathbf{x}_a = \sqrt{P_a} \cdot \mathbf{s}_a$ – вектор СС для точки A ; $\mathbf{x}_b = \sqrt{P_b} \cdot \mathbf{s}_b$ – вектор СС для точки B ; P_a , P_b – мощности вектора СС модели СК; \mathbf{s}_a , \mathbf{s}_b – единичные векторы, определяющие положение точки вектора СС относительно осей синфазной и квадратурной составляющих; $\lambda^2 = |\mathbf{s}_a^T \times \mathbf{s}_b|^2$ – величина, определяющая взаимное расположение точек СС моделей КАМ-16 относительно друг друга, при этом $\lambda^2 \neq 1$; h_0^2 – текущее значение ОСШ; k_1 – параметр, учитывающий фазовые искажения, полученный методом иммитационного моделирования при передаче трансформированной модели в многолучевом канале связи с релеевскими замираниями.

На рис. 3 представлены зависимости вероятности парной ошибки $P(\mathbf{x}_a \rightarrow \mathbf{x}_b)$ от текущего значения ОСШ h_0^2 : стандарта КАМ-16, трансформированной КАМ-16, трансформированной КАМ-16 по альтернативному варианту и трансформированной КАМ-16 с учетом фазовых искажений.

Из анализа зависимостей, представленных на рис. 3, следует, что для обработки вышеуказанных сигналов целесообразно применение схемы Пистолькорса. Вместе с тем необходимо учесть многопозиционность и биортогональность СК. Такая разработанная авторами структурная схема устройства приема квадратурных амплитудных сигналов, учитывающая случайные изменения фазы в каналах с переменными параметрами, представлена на рис. 4.

Устройство функционирует следующим образом. Сигнал квадратурной амплитудной манипуляции поступает на вход полосового фильтра, где обеспечивается фильтрация принятого сигнала от помех. С выхода полосового фильтра принятый сигнал поступает одновременно на вход амплитудного детектора и на вход широкополосного ограничителя-усилителя, обеспечивающего ограничение амплитуды сигнала без существенного изменения ширины его спектра.

При этом амплитуда сигнала принимается за нормированное единичное значение. После широкополосного ограничения полученный сигнал возводится в квадрат с использованием квадратора. С квадратора единичное напряжение и сигнал с удвоенным значением фазы по-

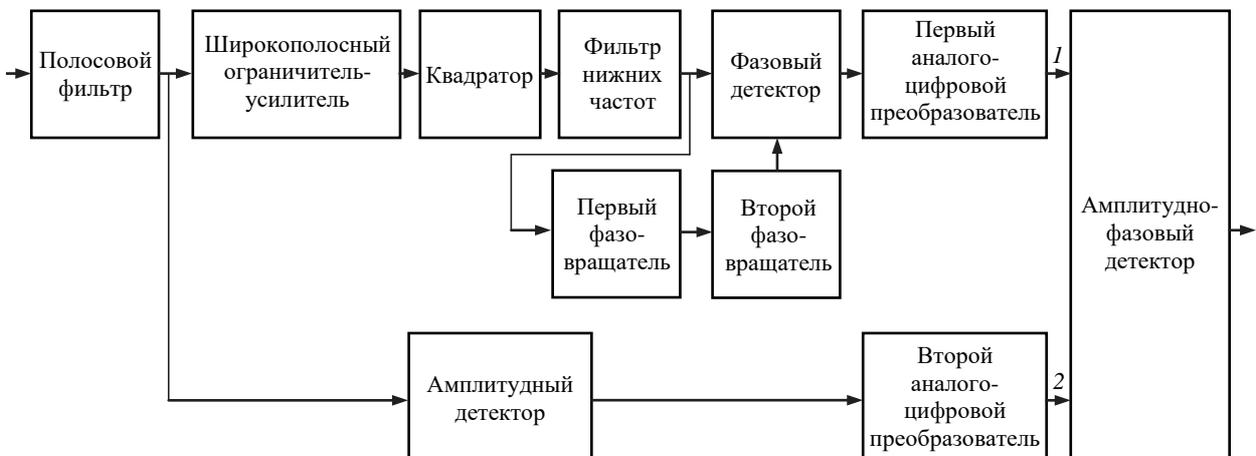


Рис. 4. Структурная схема устройства приема квадратурных амплитудных сигналов в каналах со случайным изменением фазы

Fig. 4. A block diagram of a device for receiving quadrature amplitude signals in channels with random phase changes

ступает на вход фильтра высоких частот, в котором отфильтровывается постоянное единичное напряжение.

Далее сигнал поступает одновременно на входы фазового детектора и первого фазовращателя. В первом фазовращателе фаза сигнала умножается на величину p , при этом p выбирается исходя из условия снятия манипуляции путем доведения фазы манипулирования $\varphi_{\text{ман}}$ до $2\pi, 4\pi, \dots$

Значение величины p может быть найдено следующим образом:

$$p = \frac{2n\pi}{\varphi_{\text{ман}}}; \quad n = 1, 2, \dots$$

Таким образом, после прохождения первого фазовращателя в фазе сигнала остается только случайное кратное p изменение фазы. Второй фазовращатель осуществляет деление фазы сигнала на p . В результате получается опорное колебание для приема фазоманипулированных сигналов с учетом случайного изменения фазы.

Полученное опорное колебание подается на фазовый детектор, в котором осуществляется демодуляция сигнала с компенсацией случайного приращения фазы.

Значение напряжения фазы с выхода фазового детектора через первый аналого-цифровой преобразователь (АЦП), преобразующий аналоговое напряжение в цифровую импульсную последовательность, поступает на первый вход амплитудно-фазового детектора. На второй вход амплитудно-фазового детектора поступает цифровая импульсная последовательность с выхода второго АЦП, соответствующая значениям амплитуды сигнала, поступающим с выхода амплитудного детектора. С выхода амплитудно-фазового детектора передается информационная битовая последовательность, полученная на основе значения фазы и амплитуды принимаемого сигнала.

Алгоритм функционирования амплитудно-фазового детектора. Амплитудно-фазовый детектор, в разработанном устройстве формирующий информационные биты в соответствии с поступающими на его входы кодовыми последовательностями, построен на программируемой логической интегральной схеме. Схема ам-

плитудно-фазового детектора может быть реализована, например, на базе интегральной микросхемы 5576 ХС1Т.

Алгоритм работы амплитудно-фазового детектора (рис. 5) включает следующие технологические этапы.

На первом технологическом этапе заполняется вектор исходных данных. Для этого двоичная последовательность, соответствующая значению фазы сигнала, передается в программируемую логическую интегральную схему с выхода первого АЦП, а с выхода второго АЦП – двоичная последовательность, соответствующая значению амплитуды сигнала.

На втором технологическом этапе поступившая кодовая последовательность, соответствующая фазе сигнала, сравнивается с пороговым значением фазы, на основе которого определяется фаза вектора сигнального созвездия. При этом пороговые значения фазы выбираются на основе углов векторов сигнального созвездия, обрабатываемого КАМ-сигнала.

На третьем технологическом этапе кодовая последовательность, соответствующая амплитуде сигнала, сравнивается с пороговым значением амплитуды, на основе которого определяется модуль вектора сигнального созвездия, соответствующего виду обрабатываемого КАМ-сигнала.

На четвертом технологическом этапе на основе сравнения формируется импульсная битовая последовательность, соответствующая фазе вектора сигнального созвездия и его модулю.

На последнем технологическом этапе через выход программируемой логической интегральной схемы осуществляется вывод сформированной импульсной битовой последовательности.

Заключение. Анализ полученных в статье результатов позволяет обобщить следующие основополагающие научно-технические предложения по повышению помехоустойчивости многопозиционных квадратурных СК в каналах с переменными параметрами:

1. Анализ трансформированных СС 16-КАМ и зависимости вероятности ошибки от ОСШ позволяет сделать вывод о целесообразности использования модели СК согласно рис. 2. Изменение векторов СС на различные углы разных квадрантов в этой модели приводит к измене-

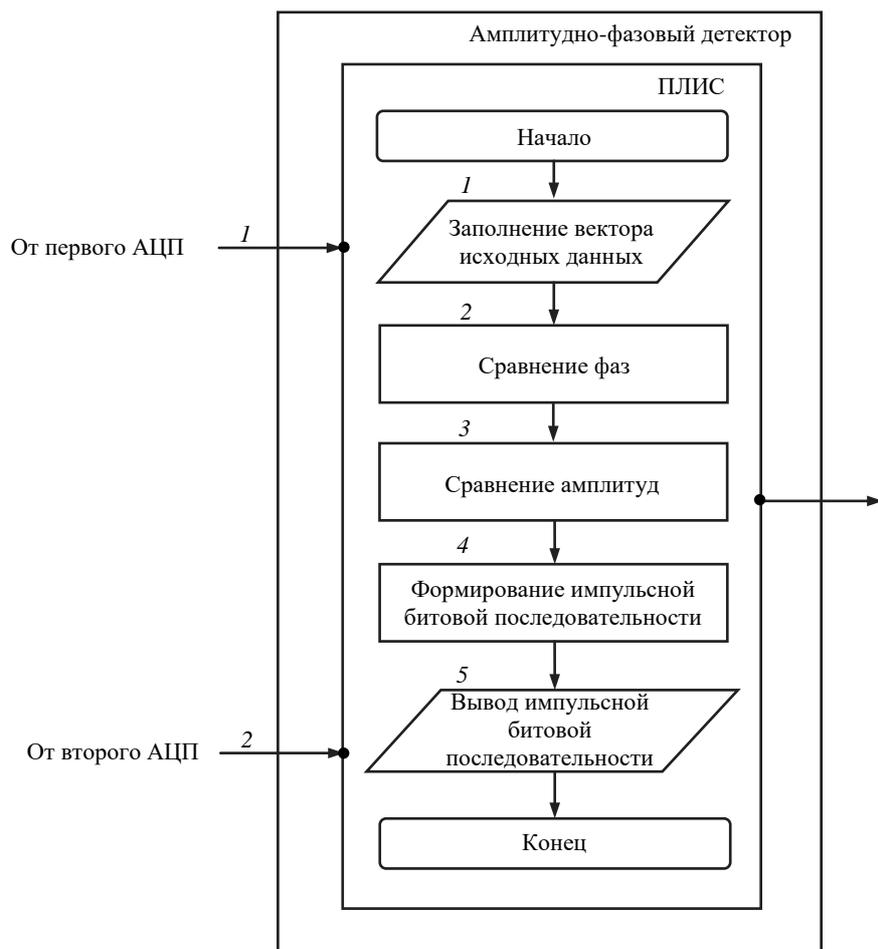


Рис. 5. Алгоритм функционирования амплитудно-фазового детектора

Fig. 5. An operation algorithm for an amplitude-phase detector

нию помехоустойчивости в канале с релейскими замираниями в отличие от модели на рис. 1.

2. Анализ функционирования разработанной структурной схемы устройства приема и обработки квадратурных амплитудных сигналов и алгоритма функционирования амплитудно-фазового детектора показывает целесообразность применения указанных технических решений. Такой вывод обосновывается благодаря новой совокупности существенных признаков с использованием разработанного устройства и алгоритма, обеспечивающих компенсацию случайного изменения фазы сигнала и, таким образом, повышение помехоустойчивости его приема (рис. 3–5).

Таким образом, в статье представлены базовые научно-технические предложения, позволяющие повысить помехоустойчивость приема СК М-КАМ с учетом фазовых искажений, вносимых каналом связи с переменными параметрами.

Направлением дальнейшего рассмотрения вопросов повышения помехоустойчивости приема многопозиционных СК в каналах с переменными параметрами авторы считают исследование обработки амплитудных и фазовых значений сигнала, предполагающее различие трактов по частоте-поляризации и определяющее точность устранения фазовых искажений [14–17].

Авторский вклад

Бибарсов Марат Рашидович – компьютерное моделирование и формирование структуры статьи.

Дворников Сергей Викторович – общая идея разработки научно-технических предложений.

Крячко Александр Федотович – обработка результатов моделирования.

Пшеничников Александр Викторович – формирование структурной схемы и алгоритма.

Author's contribution

Marat R. Bibarsov, computer modeling and formation of the structure of the article.
Sergey V. Dvornikov, general idea of developing scientific and technical proposals.
Alexander F. Kryachko, processing of simulation results.
Alexander V. Pshenichnikov, formation of a block diagram and algorithm.

Список литературы

1. Коржик В. И., Финк Л. М., Щелкунов К. Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: справ. М.: Радио и связь, 1981. 232 с.
2. Кловский Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.
3. Савищенко Н. В. Многомерные сигнальные конструкции: их частотная эффективность и помехоустойчивость приема / под ред. Д. Л. Бураченко. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2005. 420 с.
4. Прокис Дж. Цифровая связь / пер. с англ. под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
5. Framing structure, channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). DVB Document A122. URL: https://telcogroup.ru/files/materials-pdf/DVB_standards/DVB-T/a122_DVB-T2_spec.pdf (дата обращения 04.04.23)
6. Chen Y. M., Ueng Y. L. Noncoherent Amplitude/Phase Modulated Transmission Schemes for Rayleigh Block Fading Channels // IEEE Transaction on communication. 2013. Vol. 61, № 1. P. 217–226. doi: 10.1109/TCOMM.2012.101712.120023
7. Raphaeli D. Noncoherent coded modulation // IEEE Transaction on communication. 1996. Vol. 44, № 2. P. 172–183.
8. Теоретические предложения по повышению помехоустойчивости приема многопозиционных сигналов в каналах с переменными параметрами / С. В. Дворников, А. В. Пшеничников, А. Ф. Крячко, М. Р. Бибарсов, Г. Ш. Бибарсова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 2. С. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-6-15
9. Пшеничников А. В. Интегральная модель радиолинии в конфликтной ситуации // Информация и космос. 2016. № 4. С. 39–45.
10. Дворников С. В., Дворников С. С., Пшеничников А. В. Аппарат анализа частотного ресурса для режима псевдослучайной перестройки рабочей частоты // Информационно-управляющие системы. 2019. № 4. С. 62–68. doi: 10.31799/1684-8853-2019-4-62-68
11. Анализ потерь помехоустойчивости в условиях медленных замираний / А. А. Русин, М. Р. Бибарсов, Б. А. Аюков, Д. Ю. Гордиенко, С. А. Лященко, С. В. Дворников, А. А. Устинов // Вопр. радиоэлектроники. Техника телевидения. 2022. № 1. С. 81–85.
12. Метод оценки помехоустойчивости сигнальных конструкций квадратурной модуляции с трансформированными констелляционными диаграммами / С. В. Дворников, А. В. Пшеничников, В. П. Эконом // Радиопромышленность. 2017. № 1. С. 51–56.
13. Сотников А. М. Демодуляция фазоманипулированного сигнала // Тр. МАИ. 2011. № 45. С. 1–7.
14. Математическая модель антенно-волноводного тракта с разделением сигналов по частоте-поляризации / Д. Д. Габриэлян, А. Е. Коровкин, С. И. Бойчук, С. В. Дворников, М. Р. Бибарсов, Г. Ш. Бибарсова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 4. С. 41–51. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-41-51
15. Демодуляция сигналов ОФТ на основе адаптивного порога / С. В. Дворников, А. А. Устинов, А. В. Пшеничников, В. В. Борисов, А. Г. Москалец, Д. А. Бурькин // Вопр. радиоэлектроники. Техника телевидения. 2013. № 2. С. 90–97.
16. Френкс Л. Теория сигналов / пер. с англ. Д. Е. Вакмана. М.: Сов. радио, 1974. 344 с.
17. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

Информация об авторах

Бибарсов Марат Рашидович – кандидат технических наук (1999), доцент (2007), старший преподаватель кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, доцент кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 184 научных работ. Сфера научных интересов – системы передачи и приема информации; адаптивные антенные системы.
Адрес: Военная академия связи, пр. Тихорецкий, д. 3, Санкт-Петербург, 194064, Россия
E-mail: Bibarsovmr@rambler.ru

Дворников Сергей Викторович – доктор технических наук (2009), профессор (2014) кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, профессор кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 428 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; системы передачи и приема информации; сигнально-кодовые конструкции.

Адрес: Военная академия связи, пр. Тихорецкий, д. 3, Санкт-Петербург, 194064, Россия
E-mail: practicsv@yandex.ru
<https://orcid.org/0000-0002-4889-0001>

Крячко Александр Федотович – доктор технических наук (2005), профессор (2008), заведующий кафедрой радиосвязи радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 175 научных работ. Сфера научных интересов – прикладная электродинамика; анализ и разработка управляющих информационных комплексов авиакосмических радиосистем телеметрии, связи и управления.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, ул. Морская Большая, д. 67, Санкт-Петербург, 190000, Россия
E-mail: kaf21@guar.ru

Пшеничников Александр Викторович – доктор технических наук (2018), профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного. Автор 128 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; системы передачи и приема информации; сигнально-кодовые конструкции.

Адрес: Военная академия связи, пр. Тихорецкий, д. 3, Санкт-Петербург, 194064, Россия
E-mail: practicsv@yandex.ru

References

1. Korzhik V. I., Fink L. M., Shchelkunov K. N. *Raschet pomekhoustoichivosti sistem peredachi diskretnykh soobshchenii* [Calculation of Noise Immunity of Discrete Message Transmission Systems]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1981, 232 p. (In Russ.)
2. Klovsii D. D. *Peredacha diskretnykh soobshchenii po radiokanalam* [Transmission of Discrete Messages Via Radio Channels]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1982, 304 p. (In Russ.)
3. Savishchenko N. V. *Mnogomernye signal'nye konstruksii: ikh chastotnaya effektivnost' i pomekhoustoichivost' priema* [Multidimensional Signal Constructions: Their Frequency Efficiency and Reception Stability]. Ed. by D. L. Burachenko. St Petersburg, *Izdatel'stvo Politekhnicheskogo universiteta*, 2005, 420 p. (In Russ.)
4. Prokis J. *Tsifrovaya svyaz'* [Digital Communication]. Transl. and ed. by D. D. Klovsii. Moscow, *Radio i svyaz'*, 2000, 800 p. (In Russ.)
5. Framing Structure, Channel Encoding and Modulation for the Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB-T2). Document DVB A122. Available at: https://telcogroup.ru/files/materials-pdf/DVB_standards/DVB-T/a122_DVB-T2_spec.pdf (accessed 04.04.23)
6. Chen Y. M., Ueng Y. L. Noncoherent Amplitude/Phase Modulated Transmission Schemes for Raleigh Block Fading Channels. *IEEE Transaction on communication*. 2013, vol. 61, no. 1, pp. 217–226. doi: 10.1109/TCOMM.2012.101712.120023
7. Raphaeli D. Noncoherent Coded Modulation. *IEEE Transaction on Communication*. 1996, vol. 44, no. 2, pp. 172–183.
8. Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V., Kryachko A. F., Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh. Theoretical Proposals for Improving the Noise Immunity of Receiving Multi-Position Signals in Channels with Variable Parameters. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2023, vol. 26, no. 2, pp. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-6-15 (In Russ.)
9. Pshenichnikov A. V. Radio Line Integral Model in a Conflict Situation. *Information and Space*. 2016, no. 4, pp. 39–45. (In Russ.)
10. Dvornikov S. V., Dvornikov S. S., Pshenichnikov A. V. Analysis of Frequency Resource for FHSS mode. *Information and Control Systems*. 2019, no. 1, pp. 62–68. doi: 10.31799/1684-8853-2019-4-62-68 (In Russ.)
11. Rusin A. A., Bibarsov M. R., Ayukov B. A., Gordienko D. Yu., Lyashchenko S. A., Dvornikov S. V., Ustinov A. A. Analysis of Immunity Losses Under Slow Fading. *Radio Electronics Issues. The TV Technique Series*. 2022, no. 1, pp. 81–85 (In Russ.)
12. Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V., Econom V. P. Method of Evaluation of Immunity of Quadrature Modulation Signal Structures with Transformed Constellation Diagrams. *Radio Industry*. 2017, no. 1, pp. 51–56. (In Russ.)
13. Sotnikov A. M. Demodulation of the Phase-Manipulated Signal. *Trudy MAI*. 2011, no. 45, pp. 1–7. (In Russ.)
14. Gabriel'ean D. D., Korovkin A. E., Boychuk S. I., Dvornikov S. V., Bibarsov M. R., Bibarsova G. S. Mathematical Model of an Antenna-Waveguide Path with Separation of Signals by Frequency–Polarization. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 41–51. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-41-51 (In Russ.)
15. Dvornikov S. V., Ustinov A. A., Pshenichnikov A. V., Borisov V. V., Moskalets A. G., Burykin D. A. Demodulation of OFT Signals Based on Adaptive Threshold. *Radio Electronics Issues. The TV technique series*. 2013, no. 2, pp. 90–97. (In Russ.)
16. Franks L. *Signal Theory*. N. J., Prentice-Hall, 1969, 317 p.
17. Levin B.R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoi radiotekhniki* [Theoretical Foundations of Statistical Radio Engineering]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1989, 656 p. (In Russ.)

Information about the authors

Marat R. Bibarsov, Cand. Sci. (Eng.) (1999), Associate Professor (2007), Senior Lecturer of the Radio Communications Department of the Military Telecommunications Academy, Associate Professor of the Department of Radio-engineering and Optoelectronic Complexes of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 184 scientific publications. Area of expertise: information transmission and reception systems; adaptive antenna systems.

Address: Military Telecommunications Academy, 3, Tikhoretsky Ave., St Petersburg 194064, Russia

E-mail: bibarsovmr@rambler.ru

Sergey V. Dvornikov, Dr Sci. (Eng.) (2009), Professor (2014) of the Radio Communication Department of the Military Telecommunications Academy, Professor of the Department of Radio-engineering and Fiber-optic Complexes of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 428 scientific publications. Area of expertise: radio technology; information transmission and reception systems; signal-code structures.

Address: Military Telecommunications Academy, 3, Tikhoretsky Ave., St Petersburg 194064, Russia

E-mail: practicsdv@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4889-0001>

Alexander F. Kryachko, Dr Sci. (Eng.) (2005), Professor (2008), Head of the Department of Radio-engineering and Optoelectronic Complexes of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 175 scientific publications. Area of expertise: applied electrodynamics; analysis and development of control information complexes for aerospace radio telemetry, communication and control systems.

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

E-mail: kaf21@guap.ru

Alexander V. Pshenichnikov, Dr Sci. (Eng.) (2018), Professor of the Radio Communication Department of the Military Telecommunications Academy. The author of 128 scientific publications. Area of expertise: radio technology; information transmission and reception systems; signal-code structures.

Address: Military Telecommunications Academy, 3, Tikhoretsky Ave., St Petersburg 194064, Russia

E-mail: practicsdv@yandex.ru

Антенна Фабри–Перо на основе электрически перестраиваемой щелевой антенны и двухслойной частотно-селективной поверхности

А. М. Сосунов[✉], А. Г. Алтынников, Т. К. Легкова, Р. А. Платонов, А. Е. Комлев

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

[✉] amsosunov@etu.ru

Аннотация

Введение. Ряд работ в области конструирования антенн Фабри–Перо направлен на достижение широкой полосы рабочих частот, однако не всегда удается добиться сравнительно одинакового коэффициента усиления внутри нее. В данной статье описана конструкция антенны Фабри–Перо, в которой для расширения полосы частот использовалась перестраиваемая щелевая антенна. Одним из критериев при разработке антенного устройства являлась высокая стабильность коэффициента усиления – его изменения не должны превышать 1 дБ в заявленной полосе.

Цель работы. Разработка антенны Фабри–Перо для частотного диапазона 4.9...5.5 ГГц с высокой стабильностью коэффициента усиления внутри рабочей полосы частот.

Материалы и методы. В конструкции разрабатываемой антенны в качестве перестраиваемых элементов использовались тонкопленочные сегнетоэлектрические конденсаторы. Диэлектрическим материалом при разработке антенны служил металлизированный армированный фторопласт. Параметры сегнетоэлектрических элементов измерялись с использованием резонансной методики, в то время как параметры диэлектрического материала определялись с помощью метода Николсона–Росса–Вейра.

Результаты. Рабочая полоса частот разработанной антенны составила 4.9...5.5 ГГц. Были изготовлены и экспериментально исследованы образцы сегнетоэлектрических конденсаторов и фольгированного диэлектрического материала, на основе которых был создан прототип перестраиваемой щелевой антенны. Результаты моделирования показали, что коэффициент усиления разработанной антенны Фабри–Перо составил не менее 10 дБ. Изменение коэффициента усиления внутри рабочей полосы частот не превысило 0.7 дБ.

Заключение. Разработана Антенна Фабри–Перо на основе электрически перестраиваемой щелевой антенны и двухслойной частотно-селективной поверхности. Рабочая полоса частот разработанной антенны составила 4.9...5.5 ГГц, что соответствует полосе частот сетей Wi-Fi. Оптимизация конструктивных параметров антенны позволила добиться высокого коэффициента усиления при его малом изменении в заданном частотном диапазоне.

Ключевые слова: антенна Фабри–Перо, щелевая антенна, сегнетоэлектрический конденсатор, фольгированный ламинат, политетрафторэтилен, тонкая пленка

Для цитирования: Антенна Фабри–Перо на основе электрически перестраиваемой щелевой антенны и двухслойной частотно-селективной поверхности / А. М. Сосунов, А. Г. Алтынников, Т. К. Легкова, Р. А. Платонов, А. Е. Комлев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 16–26. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-16-26

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

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

Статья поступила в редакцию 15.10.2023; принята к публикации после рецензирования 29.11.2023; опубликована онлайн 29.12.2023

Fabry–Perot Antenna Based on an Electrically Tunable Slot Antenna and a Two-Layer Frequency-Selective Surface

Alexey M. Sosunov✉, Andrey G. Altynnikov, Tatiana K. Legkova,
Roman A. Platonov, Andrey E. Komlev

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ amsosunov@etu.ru

Abstract

Introduction. One of the directions in Fabry–Perot antenna design consists in increasing its operation frequency range. In the present work, we set out to develop a Fabry–Perot antenna with a smooth gain pattern across a wide frequency range. To that end, a tunable slot antenna based on a thin-film ferroelectric varactor was used. The major development criterion was a high uniformity of the gain pattern, not exceeding 1 dB in the given frequency band.

Aim. To develop a Fabry–Perot antenna for the 4.9...5.5 GHz frequency range with a high gain uniformity within the operating frequency band.

Materials and methods. The antenna under development was based on thin-film ferroelectric capacitors as tunable elements. Fluoroplastic plates metallized on both sides were used as a dielectric material for manufacturing a frequency selected surface and a slot antenna. The parameters of ferroelectric elements were measured using a resonance technique, while the parameters of the dielectric material were determined using the Nicholson–Ross–Weir method.

Results. The developed antenna has an operating frequency band of 4.9...5.5 GHz. Samples of ferroelectric capacitors and foiled dielectric material were manufactured and experimentally investigated. A tunable slot antenna was fabricated, and its characteristics were measured. The simulation results show that the gain value of the developed Fabry–Perot antenna is not less than 10 dB in the operation frequency range. Variations in the gain value within the operating frequency band do not exceed 0.7 dB.

Conclusion. A Fabry–Perot antenna based on an electrically tunable slot antenna and a two-layer frequency-selective surface was developed. The operating frequency band of the developed device ranges within 4.9...5.5 GHz, which corresponds to the frequency band of Wi-Fi networks. Optimization of the antenna design parameters made it possible to achieve higher gain values under their minor variations in the operation frequency band.

Keywords: Fabry–Perot antenna, slot antenna, ferroelectric capacitor, foiled laminate, polytetrafluoroethylene, thin film

For citation: Sosunov A. M., Altynnikov A. G., Legkova T. K., Platonov R. A., Komlev A. E. Fabry–Perot Antenna Based on an Electrically Tunable Slot Antenna and a Two-Layer Frequency-Selective Surface. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 6, pp. 16–26. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-16-26

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

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

Submitted 15.10.2023; accepted 29.11.2023; published online 29.12.2023

Введение. Активное развитие беспроводных сетей и их широкое использование в повседневной жизни делает актуальным внедрение антенн с высоким коэффициентом усиления [1–3]. Их использование позволяет существенно повысить скорость передачи данных в беспроводных сетях различных стандартов связи, особенно в широко используемых сетях Wi-Fi и 5G. Классическими вариантами таких антенн являются волноводные рупорные антенны [4], антенные решетки [5] и линзовые антенны [6, 7].

Однако все они имеют ряд недостатков. В частности, рупорные и линзовые антенны характеризуются большими габаритами, особенно в низких частотных диапазонах. Антенные решетки имеют сложную конструкцию и высокую стоимость, что ограничивает их более широкое применение. Отдельный класс антенных устройств с высоким коэффициентом усиления – антенны на основе объемных резонаторов, в частности на основе резонатора Фабри–Перо (ФП). Данные антенны являются простым и

Антенна Фабри–Перо на основе электрически перестраиваемой щелевой антенны

17

и двухслойной частотно-селективной поверхности

Fabry–Perot Antenna Based on an Electrically Tunable Slot Antenna and a Two-Layer Frequency-Selective Surface

эффективным решением при выборе антенн с высоким коэффициентом усиления. Их основное достоинство – простота конструкции, обусловленная использованием простейшего излучательного элемента в качестве источника излучения и, как правило, пассивной частотно-селективной поверхности (ЧСП), выполняющей роль полупрозрачного зеркала. Такая антенна демонстрирует высокую направленность и коэффициент усиления, сравнимый с антенными решетками, при значительно более простой конструкции. Это антенна резонансного типа, так что в классическом варианте ее исполнения она является узкополосной, поэтому расширение ее рабочей полосы частот – одно из направлений исследований в области конструирования антенн данного типа. Один из способов преодоления указанного недостатка – использование нескольких излучающих элементов, каждый из которых рассчитан на определенный поддиапазон частот [8]. Таким образом можно сконструировать антенну ФП, работающую в одной или нескольких полосах частот. Однако данное решение существенно усложняет конструкцию антенны, так как возникает необходимость добавления цепей управления с СВЧ-ключами для переключения между источниками в процессе работы антенны. Так же можно использовать паразитные излучательные элементы, локализованные рядом с излучающей антенной, для расширения полосы частот. Например, в [9] в качестве источника излучения используется щелевая антенна с несколькими паразитными элементами, локализованными в одной плоскости. Более компактная реализация данного принципа представлена в [10]. Еще одним вариантом расширения полосы частот является использование управляемых полупроводниковых емкостных элементов и формирование антенны ФП с частотной перестройкой [11, 12]. Использование данных подходов, как правило, приводит к увеличению габаритов разрабатываемой антенны и к существенной неоднородности коэффициента усиления антенны внутри заявленной полосы частот, которая может превышать 3 дБ. Неоднородность частотной зависимости коэффициента усиления антенны ФП определяется несколькими факторами. Макси-

мальный коэффициент усиления будет достигаться при соблюдении условия синфазности падающих на ЧСП волн с волнами, отраженными в противоположном направлении. При фиксированном расстоянии между ЧСП и нижним зеркалом антенны ФП, а также использовании неперестраиваемой ЧСП в конструкции антенны данное условие не может быть реализовано сразу во всей полосе частот. Еще одним фактором является однородность частотной зависимости фазы и амплитуды коэффициента отражения ЧСП. В связи с этим при проектировании антенны ФП, работающей в широком частотном диапазоне, целесообразно использовать многослойную ЧСП, что позволит оптимизировать зависимость коэффициента отражения для выбранной полосы частот. Следующим фактором является частотная зависимость коэффициента усиления антенны, используемой в качестве источника излучения. Учет всех этих факторов позволит минимизировать неоднородность в частотной зависимости коэффициента усиления антенны ФП, что будет показано в данной статье на примере антенны ФП, спроектированной для работы в диапазоне 4.9...5.5 ГГц, соответствующем полосе частот для сетей Wi-Fi.

Материалы и методы. Конструирование частотно-перестраиваемой антенны ФП на основе сегнетоэлектрических конденсаторов проводилось в несколько этапов. Вначале исследовались характеристики сегнетоэлектрических элементов и диэлектрического материала для получения основных электрофизических параметров, которые далее использовались при моделировании характеристик антенны.

Сегнетоэлектрические конденсаторы на основе тонкой пленки твердого раствора титаната бария-стронция состава $Ba_{0.3}Sr_{0.7}TiO_3$ служили в качестве управляемых элементов для частотной перестройки разрабатываемой антенны. Данный материал обладает высокой управляемостью и относительно малыми потерями в широком частотном диапазоне, что делает его перспективным для применения в устройствах СВЧ-техники [13]. Тонкие сегнетоэлектрические пленки толщиной 700 нм были получены методом магнетронного распыления в кислороде. В качестве подложки использовались пла-

стины сапфира (Al_2O_3 , г-срез) толщиной 0.5 мм. Давление рабочего газа равнялось 2 Па, температура подложки 800 °С. Далее для формирования электродов на пленку сегнетоэлектрика методом термального испарения был нанесен слой меди толщиной 1 мкм. В рамках данной технологической операции использовался подслои хрома для улучшения адгезии.

При экспериментальном исследовании параметров сегнетоэлектрических элементов применялась резонансная методика измерения. Измерения проводились на частоте ~2 ГГц. Экспериментальная зависимость емкости, нормированной на номинальное значение, от прикладываемого управляющего напряжения приведена на рис. 1. Добротность сегнетоэлектрического конденсатора составляет ~60.

В качестве диэлектрического материала для изготовления щелевой антенны был взят фольгированный армированный фторопласт (ФФ), фторопласт-4Д, изготовленный прессованием слоев лакоткани и облицованный с обеих сторон медной электролитической гальваностойкой фольгой толщиной 0.035 ± 0.003 мм. Лакоткань (стеклоткань) в свою очередь состоит из нескольких слоев стекловолокна с многократной пропиткой каждого слоя фторопластовой эмульсией (суспензией водной) марки Ф-4Д (Ф-4ДС) с последующим спеканием каждого слоя. Толщина листа 0.5 ± 0.15 мм. Для определения значений диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь полученного материала использовался метод Николсона–Росса–Вейра, измерения проводились

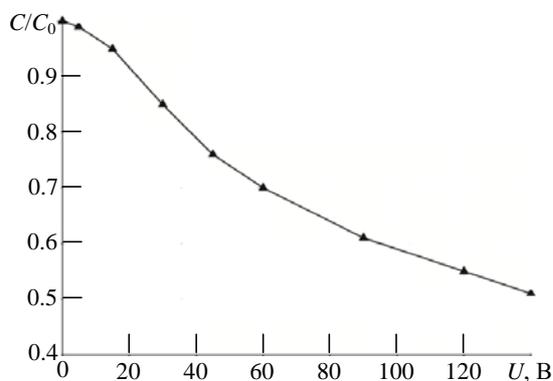


Рис. 1. Зависимость емкости сегнетоэлектрического конденсатора, нормированная к начальному значению, от управляющего напряжения

Fig. 1. Dependence of the ferroelectric capacitor capacity (normalized to the initial value) on the control voltage

на измерительном стенде, собранном на основе ВАЦ Планар Кобальт С4420 и волноводной линии [14]. Исследование показало, что на частоте ~10 ГГц диэлектрическая проницаемость материала составляет 2.5 ± 0.2 , а тангенс угла диэлектрических потерь – 0.001.

Экспериментальное исследование характеристик перестраиваемой щелевой антенны проводилось с использованием ВАЦ Планар Кобальт С4420. Моделирование характеристик как антенны ФП, так и элементов антенны проводилось в специализированных программных пакетах электродинамического моделирования с помощью метода конечных элементов.

Результаты. Рассмотрим результаты исследования антенны ФП на основе частотно-перестраиваемой щелевой антенны и двухслойной ЧСП, спроектированной на частотный диапазон 4.9...5.5 ГГц. Трехмерный вид с разнесенными частями предлагаемого устройства представлен на рис. 2.

Частотно-перестраиваемая щелевая антенна. В предлагаемой конструкции антенны ФП в качестве источника излучения использовалась щелевая антенна. Ее основные достоинства – простота, малые потери и гальваническая развязка между излучающим элементом и питающей линией. Щелевая антенна является антенной резонансного типа, поэтому обладает узкой рабочей полосой частот. Расширить рабочий диапазон частот можно за счет формирования частотно-перестраиваемой антенны на ее

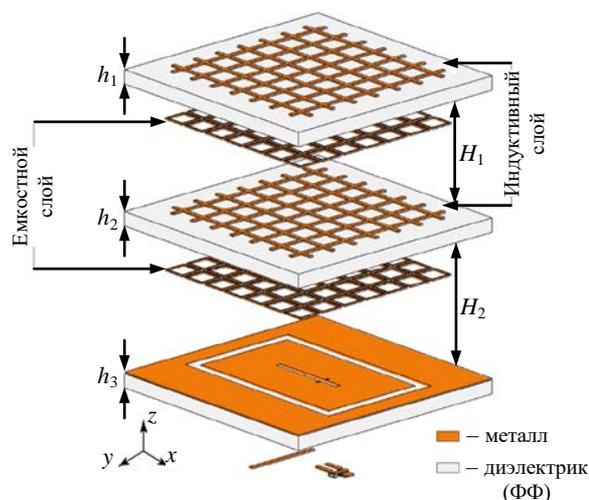


Рис. 2. Трехмерный вид с разнесенными частями предлагаемой антенны ФП

Fig. 2. Explosion view of the proposed Fabry-Perrot antenna

основе. Один из наиболее эффективных методов частотной перестройки заключается в интеграции перестраиваемого полупроводникового варактора непосредственно в апертуру антенны [15]. Однако локализация перестраиваемого элемента непосредственно в щели ведет к искажению ее диаграммы направленности. Другим недостатком является то, что варактор и цепь развязки для подачи управляющего напряжения расположены на верхней стороне печатной платы. Это несколько ограничивает возможность использования данной антенны в конструкции антенны ФП, так как затрудняет минимизацию ее размеров за счет использования диэлектрического заполнения между источником излучения и частотно-селективной поверхностью. Чтобы избежать этих недостатков, предложена новая конструкция электрически перестраиваемой щелевой антенны. В отличие от существующих вариантов используются 2 перестраиваемых сегнетоэлектрических конденсатора, расположенных на нижней поверхности печатной платы. Непосредственно в щелевой линии отсутствуют какие-либо элементы, поэтому искажение диаграммы направленности сведено к минимуму. Топология щелевой антенны и цепи смещения постоянного тока представлена на рис. 3. Для развязки в цепи смещения использовался резистор номиналом 100 кОм.

Был проведен расчет топологии щелевой антенны с диапазоном частотной перестройки 4.9...5.5 ГГц. В качестве перестраиваемых эле-

ментов применялись сегнетоэлектрические конденсаторы номиналом 0.4 пФ. Параметры конденсаторов, а также параметры материала ФФ, служившего материалом подложки, приведены ранее. Далее был изготовлен прототип антенны (рис. 4) и исследованы его характеристики. Результаты измерения частотной зависимости коэффициента отражения при различных значениях емкости сегнетоэлектрического конденсатора приведены на рис. 5.

Из рисунка видно, что при изменении емкости сегнетоэлектрических конденсаторов с 0.4 до 0.2 пФ достигается эффективная перестройка рабочей частоты в выбранном диапазоне частот.

Частотно-селективная поверхность. В антеннах ФП частотно-селективная поверхность, выполняющая функцию полупрозрачного зеркала, изготавливается в виде однослойной или многослойной структуры. Выбор количества слоев определяется ее топологией и заданной шириной полосы рабочих частот. В рамках описываемой работы для достижения высокой однородности частотной зависимости коэффициента усиления антенны ФП была разработана ЧСП, состоящая из двух слоев. Использование однослойной ЧСП существенно упростило бы конструкцию антенны ФП, однако, как показало моделирование, одного слоя недостаточно для минимизации изменения коэффициента отражения и его фазы в выбранном частотном диапазоне. В качестве материала для слоев ЧСП был выбран ФФ толщиной 0.5 мм. При формирова-

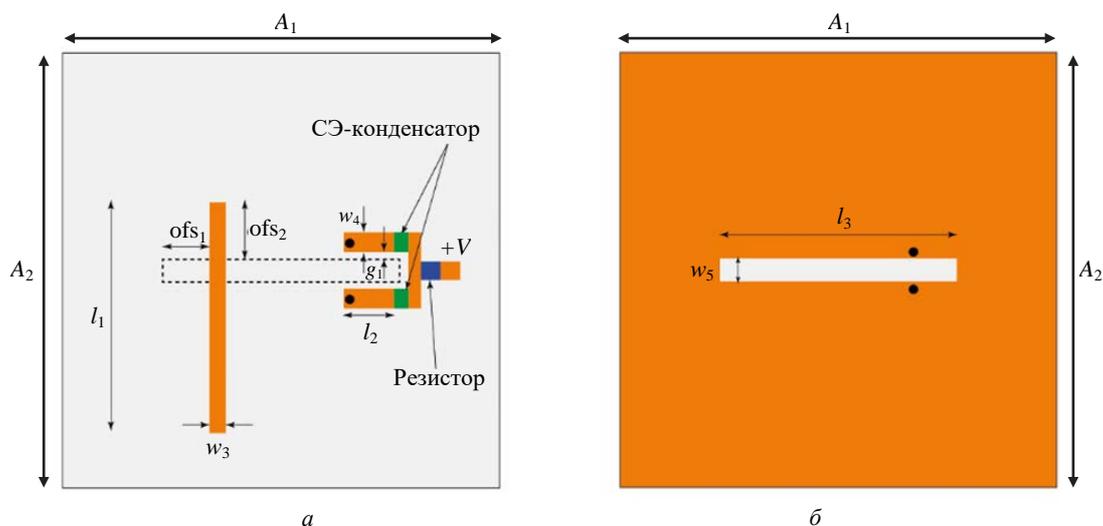


Рис. 3. Топология перестраиваемой щелевой антенны: *a* – нижний слой; *b* – верхний слой

Fig. 3. Topology of a tunable slot antenna: *a* – bottom layer; *b* – top layer

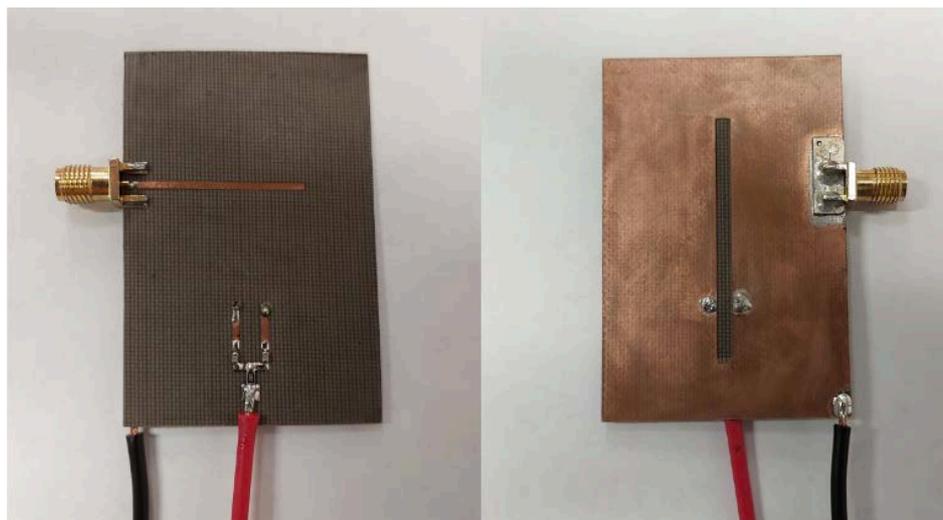


Рис. 4. Фотография прототипа перестраиваемой щелевой антенны на основе сегнетоэлектрических конденсаторов

Fig. 4. A prototype of a tunable slot antenna based on ferroelectric capacitors

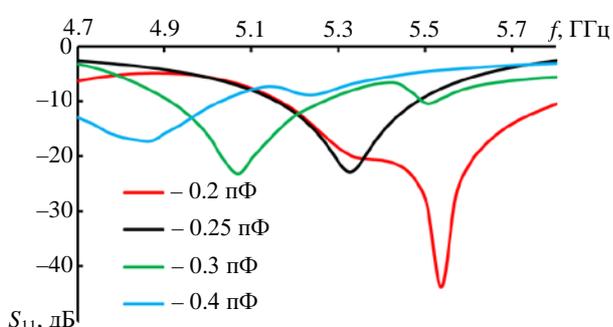


Рис. 5. Частотная зависимость $|S_{11}|$ щелевой антенны при различных значениях емкости сегнетоэлектрических конденсаторов

Fig. 5. Frequency dependence of the $|S_{11}|$ of a slot antenna at different capacitance values of ferroelectric capacitors

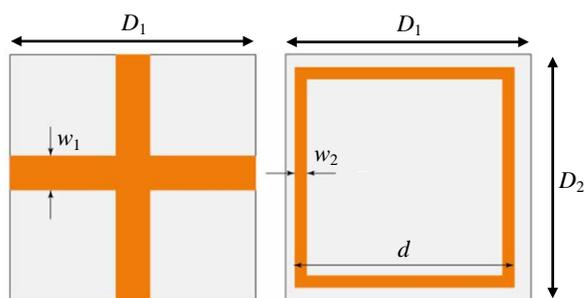


Рис. 6. Конструкция ЧСП и топология используемых элементарных ячеек

Fig. 6. The topology of the frequency selective surface elementary cells

нии топологии ячеек каждого из слоев ЧСП использовался широко применяемый подход, когда ячейки на одной из поверхностей слоя представляют собою индуктивные элементы, а ячейки на противоположной поверхности слоя являются емкостными [16]. Топология ячеек, ис-

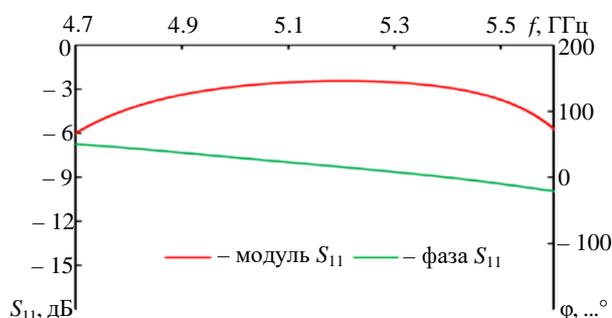


Рис. 7. Результаты моделирования частотных зависимостей модуля и фазы коэффициента отражения ЧСП

Fig. 7. Simulation results of frequency dependencies of the module and argument of reflection coefficient of the frequency selective surface

пользованных в ЧСП, приведена на рис. 6. На рис. 7 показана частотная зависимость коэффициента отражения ЧСП, которая далее была использована в конструкции антенны ФП. Из рисунка видно, что параметры ЧСП были подобраны таким образом, что изменение коэффициента отражения в частотном диапазоне 4.9...5.5 ГГц не превышало 1 дБ.

Характеристики антенны ФП. Конструкция разработанной антенны ФП приведена на рис. 2, а ее геометрические размеры – в таблице. Расстояние от излучателя до частотно-селективной поверхности составляет 28 мм. Данный параметр подбирался таким образом, чтобы изменение коэффициента усиления антенны внутри рабочей полосы было минимальным. Результаты моделирования диаграммы направленности антенны ФП представлены на рис. 8. Частотные зависимости коэффициента

Геометрические параметры предложенной антенны ФП
 Dimensional parameters of the proposed Fabry–Perrot antenna

Параметр	Значение, мм	Параметр	Значение, мм
$D_1 = D_2$	10.2	h_2	0.5
w_1	1.4	h_3	0.5
w_2	0.5	l_1	29
d	9.5	w_3	1.38
A_1	90	ofs ₁	7.2
A_2	100	ofs ₂	8
l_3	33	w_4	1.5
w_5	2	l_2	7.2
g_1	0.5	H_1	28
h_1	0.5	H_2	3.5

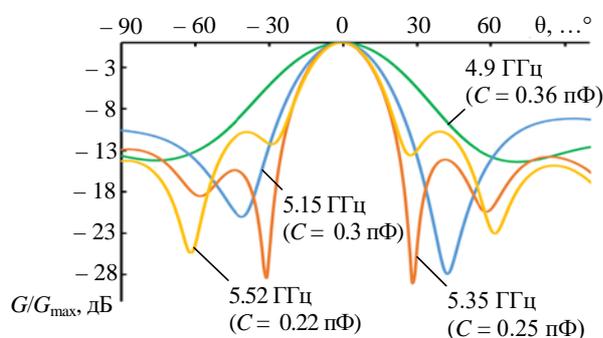


Рис. 8. Диаграммы направленности разработанной антенны ФП, нормированные на максимальное значение

Fig. 8. Radiation patterns of the proposed Fabry-Perrot antenna, normalized to the maximum value

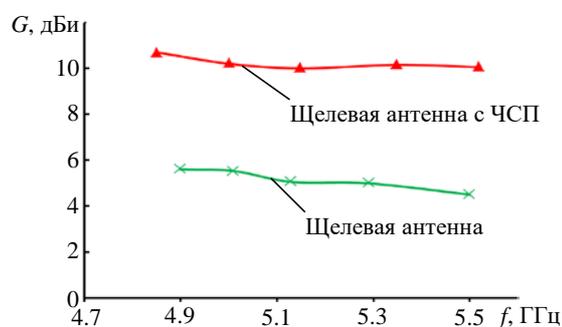


Рис. 9. Частотные зависимости коэффициента усиления перестраиваемой щелевой антенны и антенны ФП на ее основе

Fig. 9. Frequency dependencies of the gain of the tunable slot antenna and the Fabry-Perrot antenna

усиления перестраиваемой щелевой антенны в сравнении с коэффициентом усиления антенны ФП приведены на рис. 9.

Заключение. В статье представлена конструкция антенны ФП на основе частотно-перестраиваемой щелевой антенны. Перестраиваемая щелевая антенна и двухслойная ЧСП были использованы для расширения рабочей полосы и достижения высокой однородности по коэффициенту усиления внутри нее. Рабочая полоса частот разработанной антенны составляет 4.9...5.5 ГГц. Для реализации частотной перестройки щелевой антенны были использо-

ваны тонкопленочные сегнетоэлектрические конденсаторы. Были изготовлены и экспериментально исследованы образцы сегнетоэлектрических конденсаторов и фольгированного диэлектрического материала, на основе которых был изготовлен прототип перестраиваемой щелевой антенны. Полученные данные использовались при моделировании характеристик антенны ФП. Результаты моделирования показывают, что разработанная антенна ФП обеспечивает усиление не менее 10 дБ. Изменение коэффициента усиления внутри рабочей полосы частот не превышает 0.7 дБ.

Авторский вклад

Сосунов Алексей Михайлович – электродинамическое моделирование антенны ФП с использованием метода конечных элементов; оформление иллюстраций; написание и редактирование статьи.

Алтыниников Андрей Геннадиевич – разработка конструкции перестраиваемой щелевой антенны; проведение измерений прототипа частотно-перестраиваемой щелевой антенны; написание и редактирование статьи.

Легкова Татьяна Константиновна – электродинамическое моделирование ЧСП; обработка результатов измерений характеристик частотно-перестраиваемой щелевой антенны.

Платонов Роман Андреевич – проведение измерений электрических свойств материала; обработка результатов измерений электрических свойств материала; редактирование статьи.

Комлев Андрей Евгеньевич – изготовление экспериментальных образцов фольгированного диэлектрического материала и сегнетоэлектрических конденсаторов; редактирование статьи.

Author's contribution

Alexey M. Sosunov, electrodynamic modeling of the FP antenna using the finite element method; design of illustrations, writing and editing an article.

Andrey G. Altynnikov, tunable slot antenna design; tunable slot antenna prototype measurement; writing and editing an article.

Tatiana K. Legkova, electrodynamic modeling of the FSS; processing of the results of measurements of the characteristics of the frequency-tunable slot antenna.

Roman A. Platonov, carrying out measurements of the electrical properties of the material; processing of the results of measurements of electrical properties of the material; editing an article.

Andrey E. Komlev, fabrication of experimental samples of composite dielectric and ferroelectric materials; editing an article.

Список литературы

1. Wideband high gain fractal antenna for wireless applications / A. Desai, T. Upadhyaya, R. Petel, S. Bhatt, P. Mankodi // Progress in Electromagnetics Research Let. 2018. Vol. 74. P. 125–130. doi: 10.2528/PIERL18011504
2. Elsheakh D. M., Nermeen A. E., Esmat A. A. Ultra wide bandwidth high gain Vivaldi antenna for wireless communications // Progress in Electromagnetics Research Let. 2017. Vol. 69. P. 105–111. doi: 10.2528/PIERL17060507
3. Marno V. R., Odendaal J. W., Joubert J. J. High-gain directional antenna for WLAN and WiMAX applications // IEEE Antennas and Wireless Propagation Let. 2016. Vol. 16. P. 286–289. doi: 10.1109/LAWP.2016.2573594
4. Marno V. R., Odendaal J. W., Joubert J. J. Compact low-cross-polarization horn antennas with serpentine-shaped taper // IEEE Trans. Antennas Propag. 2004. Vol. 52, № 10. P. 2510–2516. doi: 10.1109/TAP.2004.834423
5. Mohammad N., Faisal M. A. Design, simulation and analysis of a high gain small size array antenna for 5G wireless communication // Wireless Personal Communications. 2021. Vol. 116. P. 2761–2776. doi: 10.1007/s11277-020-07819-9
6. Platonov R. A., Altynnikov A. A., Kozyrev A. B. A Tunable Beamforming Ferroelectric Lens for Millimeter Wavelength Ranges // Coatings. 2020. Vol. 10, № 2. P. 180. doi: 10.3390/coatings10020180
7. Wideband High-Gain Double-Sided Dielectric Lens Integrated with a Dual-Bowtie Antenna / G. H. Lee, S. Kumar, H. C. Choi, K. W. Kim // IEEE Antennas Wireless Propag. Let. 2021. Vol. 20. P. 293–297. doi: 10.1109/LAWP.2020.3048165
8. Konstantinidis K., Feresidis A., Hall P. Dual-slot feeding technique for broadband Fabry–Perot cavity antennas // IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2015. Vol. 9, iss. 9. P. 861–866. doi: 10.1049/iet-map.2014.0530
9. Ultra-Wideband and High Gain Fabry-Perot Cavity Antenna Using Frequency Selective Surface and Parasitic Patch / Z. Li, J. Ma, B. Shi, L. Peng // 12th Intern. Symp. on Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE). Hangzhou, China, 3 Dec. 2018. Hangzhou Dianzi University, 2018. P. 1–3. doi: 10.1109/ISAPE.2018.8634123
10. A compact wideband circular polarized Fabry-Perot antenna using resonance structure of thin dielectric slabs / Nguyen-Trong Nghia, Huy Hung Tran, Truong Khang Nguyen, Amin M. Abbosh // IEEE Access. 2018. Vol. 6. P. 56333–56339. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2872571
11. A Frequency Reconfigurable Fabry-Perot Cavity Antenna / L. Ji, Z. Pei, L. Zhang, J. Li // IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, Montreal, Canada, 5 July 2020. IEEE, 2020. P. 337–338. doi: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9330231
12. High Gain and Wide Bandwidth Fabry-Perot Frequency-Reconfigurable Antenna for Multiple LTE Radio Wireless Communication / T. K. Nguyen, M. T. Phan, R. Borowiec, A. Narbudowicz // IEEE Ninth Intern. Conf. on Communications and Electronics (ICCE), Phu Quoc Island, Vietnam, 13 Jan. 2021. IEEE, 2020. P. 260–264. doi: 10.1109/ICCE55644.2022.9852085
13. Characterization of the properties of barium–strontium titanate films and controlled elements based on them in the frequency range of 1–60 GHz / A. G. Altynnikov, A. G. Gagarin, A. V. Tumarkin, I. V. Kotel'nikov // Technical Physics Let. 2019. Vol. 45. P. 540–543. doi: 10.1134/S1063785019060026

14. Исследование свойств композитного материала для СВЧ-применений на основе PTFE с различной концентрацией и размером частиц керамического наполнителя / А. Б. Козырев, А. Е. Комлев, А. М. Сосунов, А. Г. Алтынников, Р. А. Платонов // J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023. Т. 26, № 2. С. 16–24. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-16-24

15. Nader B., Sarabandi K. A varactor-tuned dual-band slot antenna // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006. Vol. 54, no. 2. P. 401–408. doi: 10.1109/TAP.2005.863373

16. Latif S. I., Shafai L., Sharma S. K. Bandwidth enhancement and size reduction of microstrip slot antennas // IEEE Trans. Antennas Propag. 2005. Vol. 53. P. 994–1003. doi: 10.1109/TAP.2004.842674

Информация об авторах

Сосунов Алексей Михайлович – магистр по специальности "Электроника и нанoeлектроника" (2020), аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – устройства СВЧ; методики измерения СВЧ-параметров.

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

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

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: agaltynnikov@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5932-2504>

Легкова Татьяна Константиновна – магистр по специальности "Электроника и нанoeлектроника" (2021), аспирантка кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 5 научных работ. Сфера научных интересов – антенны; метаматериалы.

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

Платонов Роман Андреевич – кандидат технических наук (2018), доцент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 48 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика; устройства СВЧ; антенны.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: raplatonov@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-4556-629X>

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

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: aekomlev@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0003-1017-5587>

References

1. Desai A., Upadhyaya T., Petel R., Bhatt S., Mankodi P. Wideband High Gain Fractal Antenna for Wireless Applications. Progress in Electromagnetics Research Let. 2018, vol. 74, pp. 125–130. doi: 10.2528/PIERL18011504

2. Elsheakh D. M., Nermeen A. E., Esmat A. A. Ultra Wide Bandwidth High Gain Vivaldi Antenna for Wireless Communications. Progress in Electromagnetics Research Let. 2017, vol. 69, pp. 105–111. doi: 10.2528/PIERL17060507

3. Marno V. R., Odendaal J. W., Joubert J. J. High-Gain Directional Antenna for WLAN and WiMAX Applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Let.* 2016, vol. 16, pp. 286–289. doi: 10.1109/LAWP.2016.2573594

4. Marno V. R., Odendaal J. W., Joubert J. J. Compact Low-Cross-Polarization Horn Antennas with Serpentine-Shaped Taper. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2004, vol. 52, no. 10, pp. 2510–2516. doi: 10.1109/TAP.2004.834423

5. Mohammad N., Faisal M. A. Design, Simulation and Analysis of a High Gain Small Size Array Antenna for 5G Wireless Communication. *Wireless Personal Communications.* 2021, vol. 116, pp. 2761–2776. doi: 10.1007/s11277-020-07819-9

6. Platonov R. A., Altyunnikov A. A., Kozyrev A. B. A Tunable Beamforming Ferroelectric Lens for Millimeter Wavelength Ranges. *Coatings.* 2020, vol. 10, no. 2, p. 180. doi: 10.3390/coatings10020180

7. Lee G. H., Kumar S., Choi H. C., Kim K. W. Wideband High-Gain Double-Sided Dielectric Lens Integrated with a Dual-Bowtie Antenna. *IEEE Antennas Wireless Propag. Let.* 2021, vol. 20, pp. 293–297. doi: 10.1109/LAWP.2020.3048165

8. Konstantinidis K., Feresidis A., Hall P. Dual-Slot Feeding Technique for Broadband Fabry–Perot Cavity Antennas. *IET Microwaves, Antennas & Propagation.* 2015, vol. 9, iss. 9, pp. 861–866. doi: 10.1049/iet-map.2014.0530

9. Li Z., Ma J., Shi B., Peng L. Ultra-Wideband and High Gain Fabry-Perot Cavity Antenna Using Frequency Selective Surface and Parasitic Patch. 12th Intern. Symp. on Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE), Hangzhou, China, 3 Dec. 2018. Hangzhou Dianzi University, 2018, pp. 1–3. doi: 10.1109/ISAPE.2018.8634123

10. Nguyen-Trong Nghia, Huy Hung Tran, Truong Khang Nguyen, Amin M. Abbosh. A Compact Wide-

band Circular Polarized Fabry-Perot Antenna Using Resonance Structure of Thin Dielectric Slabs. *IEEE Access.* 2018, vol. 6, pp. 56333–56339. doi: 10.1109/ACCESS.2018.2872571

11. Ji L., Pei Z., Zhang L., Li J. A Frequency Reconfigurable Fabry-Perot Cavity Antenna. *IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation and North American Radio Science Meeting, Montreal, Canada, 5 July 2020.* IEEE, 2020, pp. 337–338. doi: 10.1109/IEEECONF35879.2020.9330231

12. Nguyen T. K., Phan M. T., Borowiec R., Narbudowicz A. High Gain and Wide Bandwidth Fabry-Perot Frequency-Reconfigurable Antenna for Multiple LTE Radio Wireless Communication. *IEEE Ninth Intern. Conf. on Communications and Electronics (ICCE).* Phu Quoc Island, Vietnam, 13 Jan. 2021. IEEE, 2020, pp. 260–264. doi: 10.1109/ICCE55644.2022.9852085

13. Altyunnikov A. G., Gagarin A. G., Tumarkin A. V., Kotelnikov I. V. Characterization of the Properties of Barium–Strontium Titanate Films and Controlled Elements Based on Them in the Frequency Range of 1–60 GHz. *Technical Physics Let.* 2019, vol. 45, pp. 540–543. doi: 10.1134/S1063785019060026

14. Kozyrev A. B., Komlev A. E., Sosunov A. M., Altyunnikov A. G., Platonov R. A. Research into the Properties of a Composite Material for Microwave Applications Based on PTFE with Different Concentrations and Particle Sizes of Ceramic Filler. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics.* 2023, vol. 26, no. 2, pp. 16–24. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-2-16-24 (In Russ.)

15. Nader B., Sarabandi K. A Varactor-Tuned Dual-Band Slot Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.* 2006, vol. 54, no. 2, pp. 401–408. doi: 10.1109/TAP.2005.863373

16. Latif S. I., Shafai L., Sharma S. K. Bandwidth Enhancement and Size Reduction of Microstrip Slot Antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* 2005, vol. 53, pp. 994–1003. doi: 10.1109/TAP.2004.842674

Information about the authors

Alexey M. Sosunov, Master in Electronics and Nanoelectronics (2020), Postgraduate Student of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 10 scientific publications. Area of expertise: microwave devices; methods of measuring microwave parameters. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia E-mail: amsosunov@etu.ru

Andrey G. Altyunnikov, Cand. Sci. (Eng.) (2010), Associate Professor of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 70 scientific publications. Area of expertise: nonlinear materials; microwave devices; antennas; thin films. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia E-mail: agaltyunnikov@etu.ru <https://orcid.org/0000-0001-5932-2504>

Tatiana K. Legkova, Master in Electronics and Nanoelectronics (2021), Postgraduate Student of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: microwave devices; methods of measuring microwave parameters.

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

Roman A. Platonov, Cand. Sci. (Eng.) (2018), Associate Professor of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 48 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics; microwave devices; antennas.

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

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

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

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

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

Пространственная фильтрация сигналов при неточной калибровке антенной решетки

М. Е. Шевченко^{1✉}, В. Н. Малышев¹, А. В. Горовой^{1,2}, А. С. Черепанов³

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

² ООО НПФ "Новые технологии телекоммуникаций", Санкт-Петербург, Россия

³ Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, Санкт-Петербург, Россия

✉ m_e_shevchenko@mail.ru

Аннотация

Введение. Пространственная фильтрация сигналов (ПФС) реализуется при перекрытии спектров сигналов разных источников радиоизлучения для выделения интересующих. Качество ПФС зависит от точности калибровки антенной решетки (АР), которая позволяет оценить амплитудно-фазовое распределение (АФР) при всех возможных направлениях прихода и обеспечивает идентичность трактов приема. Несоответствие фактического АФР измеренному приводит к ухудшению качества при всех методах ПФС.

Цель работы. Разработка метода повышения качества ПФС, основанного на оценках направлений прихода полезного и мешающих сигналов с помощью MUSIC и ESPRIT при неточной калибровке АР.

Материалы и методы. Для повышения качества ПФС применена режекция неподавленных из-за неточно измеренного АФР АР мешающих сигналов. Исследование проведено статистическим имитационным моделированием в MATLAB и обработкой данных натурального эксперимента.

Результаты. Разработан метод ПФС на основе MUSIC и ESPRIT с дополнительной режекцией мешающих сигналов, неподавленных из-за неточной калибровки АР. Обоснован алгоритм построения базиса для режекции при априорной неопределенности сигнально-помеховой обстановки. Результаты статистического имитационного моделирования и обработка данных натурального эксперимента свидетельствуют об эффективности дополнительной режекции, примененной к выделенным сигналам.

Заключение. Разработанный метод ПФС в условиях априорной неопределенности сигнально-помеховой обстановки при неточной калибровке АР и трактов приема обеспечивает показатели качества ПФС в широком динамическом диапазоне уровней полезного и мешающих сигналов. Тогда как известный метод Кейпона, требующий априорного знания направления прихода полезного сигнала или его оценки, в условиях неточного амплитудно-фазового распределения выделяет только слабые относительно шума сигналы и подавляет сильные.

Ключевые слова: пространственная фильтрация сигналов, оценки направлений прихода сигналов, перекрытие спектров сигналов, MUSIC, ESPRIT, Кейпон, антенная решетка, амплитудно-фазовое распределение, режекция

Для цитирования: Пространственная фильтрация сигналов при неточной калибровке антенной решетки / М. Е. Шевченко, В. Н. Малышев, А. В. Горовой, А. С. Черепанов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 27–40. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-27-40

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (Минобрнауки России) в рамках реализации комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства по теме "Мультимодальный комплекс контроля воздушного пространства аэропорта" (Соглашение о предоставлении субсидии федерального бюджета на развитие кооперации государственного научного учреждения и организации реального сектора экономики в целях реализации комплексного проекта по созданию высокотехнологичного производства № 075-11-2023-007 от 10.02.2023 г.) и в рамках Постановления Правительства РФ от 9 апреля 2010 г. № 218. Работа выполнена на базе Федерального государственного автономного образовательного учреждения высшего образования "Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)" (СПбГЭТУ "ЛЭТИ").

Статья поступила в редакцию 14.10.2023; принята к публикации после рецензирования 20.11.2023; опубликована онлайн 29.12.2023



Spatial Filtering of Signals under Imprecise Calibration of Antenna Arrays

Maya E. Shevchenko^{1✉}, Victor N. Malyshev¹, Andrey V. Gorovoy^{1,2}, Andrey S. Cherepanov³

¹ Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

² LLC "New Telecommunications Technologies", St Petersburg, Russia

³ Peter the Great St Petersburg Polytechnic University, St Petersburg, Russia

✉ m_e_shevchenko@mail.ru

Abstract

Introduction. Spatial filtering of signals is performed for the selection the signals of interest when the signals spectra overlap. The quality of spatial filtering depends on the accuracy of antenna array (AA) calibration, which allows estimation of the amplitude-phase distribution (APD) at all possible directions of arrival, thus ensuring the identity of reception paths. A mismatch between the actual and measured APD values leads to quality degradation in all spatial filtering methods.

Aim. To develop a method for improving the quality of signal spatial filtering based on the estimates of the desired and interfering signal arrival directions formed by the MUSIC and ESPRIT algorithms under a priori uncertainty and imprecise AA calibration.

Materials and methods. The quality of spatial filtering is improved by rejecting the interfering signals unsuppressed due to imprecisely measured APD of an AA. Statistical simulation modeling was carried out in the MATLAB environment; the data obtained experimentally were analyzed.

Results. A method for spatial filtering based on MUSIC and ESPRIT completed with an additional rejection of unsuppressed interfering signals due to imprecise AA calibration is developed. An algorithm for basis construction for rejection under of a priori uncertainty of the signal-interference environment is substantiated. The results of statistical simulation modeling and experimental data processing have shown the feasibility of additional rejection applied to the selected signals by spatial filtering.

Conclusion. The developed method for spatial filtering under the conditions of a priori uncertainty of the signal-interference situation and imprecise calibration of AA and reception paths ensures high quality characteristics across a wide dynamic range of desired and interfering signals. Whereas the Capon's method, which requires a priori knowledge of the arrival direction of the desired signal or its estimation, is capable of selecting only weak signals and suppressing strong ones under the conditions of imprecise APD.

Keywords: signal spatial filtering, signal arrival direction estimation, signal spectrum overlapping, MUSIC, ESPRIT, Capon, antenna array, amplitude-phase distribution, rejection

For citation: Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Gorovoy A. V., Cherepanov A. S. Spatial Filtering of Signals under Imprecise Calibration of Antenna Arrays. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 6, pp. 27–40. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-27-40

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

Acknowledgements. The work was carried out with the financial support of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation as part of the implementation of a comprehensive project to create high-tech production on the topic "Multimodal complex for airport airspace control" (Agreement on the provision of subsidies from the federal budget for the development of cooperation between a state scientific institution and organization of the real sector of the economy in order to implement a comprehensive project for the creation of high-tech production № 075-11-2023-007 dated 02.10.2023) and within the framework of the Decree of the Government of the Russian Federation of April 9, 2010 № 218. The work was carried out on the basis of the Federal State Autonomous educational institution of higher education " Saint Petersburg Electrotechnical University (ETU).

Submitted 14.10.2023; accepted 20.11.2023; published online 29.12.2023

Введение. Пространственная фильтрация сигналов (ПФС) применяется в условиях перекрытия спектров разных источников радиоизлучения

(ИРИ) для выделения полезного сигнала от интересующих ИРИ с целью его дальнейшего использования для идентификации, демодуляции и т. д.

Перекрытие спектров сигналов разных ИРИ может быть обусловлено принципом построения систем связи, является следствием постановки преднамеренных помех или случайным воздействием непреднамеренных помех от сторонних радиосистем.

ПФС реализуется при радиомониторинге и радиоконтроле для выявления несанкционированного использования частотного ресурса и скрытой передачи под сигналами известных ИРИ, в системах радиуправления для противодействия преднамеренным помехам, в системах связи.

Известны методы ПФС [1–4], применимые при наличии априорной информации о виде полезного сигнала и его направлениях прихода и априорной неопределенности относительно мешающих сигналов. Полная априорная неопределенность относительно вида и параметров полезного и неизвестных мешающих сигналов требует реализации ПФС, при которой на основе методов подпространств оцениваются направления прихода полезного и всех мешающих сигналов и рассчитываются весовые коэффициенты пространственного фильтра для выделения полезного сигнала и зануления всех мешающих [3–5]. Поэтому ПФС в условиях полной априорной неопределенности – важная задача радиомониторинга и радиоконтроля.

Однако все методы ПФС для условий частичной и полной априорной неопределенности чувствительны к погрешностям калибровки антенной решетки (АР) и трактов приема. Поэтому кроме повышения точности калибровки требуется разработать дополнительные методы повышения качества ПФС.

Модель данных. ПФС использует M -канальные наблюдаемые данные

$$\tilde{\mathbf{x}}_m = (\tilde{x}_{m1}, \dots, \tilde{x}_{mn}, \dots, \tilde{x}_{mN}), \quad m = 1, \dots, M$$

от M -элементной АР.

n -й отсчет выборки $\tilde{\mathbf{x}}_m$ определяется как

$$\tilde{x}_{mn} = \sum_{k=1}^d K_m s_{kn} \exp[j2\pi(f_k/f_d)n] \times a_m(\theta_k, \beta_k) \exp(j\varphi_m) + \xi_{mn},$$

где d – количество сигналов ИРИ; K_m – коэффициент передачи m -го канала; s_{kn} ,

$k = 1, \dots, d$ – отсчеты сигналов; f_k – частоты сигналов; f_d – частота дискретизации; $a_m(\theta_k, \beta_k)$ – отклик m -й антенны на k -й сигнал с направления, характеризующегося азимутом θ_k и углом места β_k , называемых также угловыми координатами (УК) ИРИ; φ_m – фазовый набег в канале; ξ_{mn} – отсчеты шума.

Частоты всех сигналов, представленных выборками $\mathbf{s}_k = [s_{k1}, \dots, s_{kn}, \dots, s_{kN}]$, примерно одинаковы ($f_k \approx f_0$). Матрица отклика АР

$$\mathbf{A}(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta}) = [\mathbf{a}(\theta_1, \beta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_d, \beta_d)],$$

где $\mathbf{a}(\theta_k, \beta_k) = [a_1(\theta_k, \beta_k), \dots, a_M(\theta_k, \beta_k)]^T$ ("Т" – символ транспонирования) представляет собой фактическое амплитудно-фазовое распределение (АФР) АР при направлении прихода d присутствующих в смеси сигналов.

Обработку можно проводить как во временной, так и в спектральной областях.

Каналы приема должны быть идентичны по коэффициенту передачи и фазовому набегу. В противном случае требуется коррекция неидентичности коэффициентов передачи K_m и фазовых набегов в каналах φ_m с помощью оценок $\hat{K}_m, \hat{\varphi}_m$.

Для оценки направлений прихода и ПФС при всех методах требуется предварительная калибровка АР – измерение АФР АР при всех возможных значениях азимута и угла места. Измеренное АФР $\hat{\mathbf{a}}(\theta, \beta)$; $\theta \in [0, 359^\circ]$, $\beta \in [0, 90^\circ]$ рассматривается как ожидаемое АФР АР на всем множестве значений азимута и угла места.

Из принятых данных, скорректированных с учетом неидентичности каналов, формируется матрица наблюдаемых данных

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_m \\ \vdots \\ \mathbf{x}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}_1 \exp(-j\hat{\varphi}_1)/\hat{K}_1 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{x}}_m \exp(-j\hat{\varphi}_m)/\hat{K}_m \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{x}}_M \exp(-j\hat{\varphi}_M)/\hat{K}_M \end{bmatrix}.$$

С учетом калибровки трактов приема матрица наблюдаемых данных записывается в виде

$$X = \sum_{k=1}^d \mathbf{a}(\theta_k, \beta_k) \mathbf{s}_k + \Xi = A(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta})S + \Xi, \quad (1)$$

где

$$S = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_k \\ \vdots \\ \mathbf{s}_d \end{bmatrix};$$

Ξ – матрица из шумовых отсчетов.

Цель ПФС – сформировать на основе данных (1) оценки всех $\hat{\mathbf{s}}_k = [\hat{s}_{k1}, \dots, \hat{s}_{kn}, \dots, \hat{s}_{kN}]$, $k = 1, \dots, d$ или только интересующих сигналов.

Методы ПФС. Все методы ПФС основаны на вычислении весовых коэффициентов \mathbf{W}_k для выделения k -го сигнала $\hat{\mathbf{s}}_k = \mathbf{W}_k X$, $k = 1, \dots, d$. Отличие заключается в способе формирования коэффициентов. В алгоритмах Гриффитса и Фроста [1] требуется знать АКФ полезного сигнала и направление его прихода. Информация о направлениях прихода частично используется при подборе значений задержек в схеме алгоритма. Весовые коэффициенты адаптивно подстраиваются для обеспечения максимального значения уровня полезного сигнала на выходе.

При ПФС на основе метода Кейпона [2], [6] требуется только априорная информация о направлении прихода полезного сигнала θ_k, β_k . Тогда весовые коэффициенты пространственного фильтра по методу Кейпона:

$$\mathbf{W}_k = \left\{ \frac{R_X^{-1} \hat{\mathbf{a}}(\theta_k, \beta_k)}{[\hat{\mathbf{a}}(\theta_k, \beta_k)]^H R_X^{-1} \hat{\mathbf{a}}(\theta_k, \beta_k)} \right\}^H, \quad (2)$$

где $R_X = XX^H$; $\hat{\mathbf{a}}(\theta_k, \beta_k)$ – ожидаемое АФР АР с направления прихода (θ_k, β_k) .

В общем случае направления прихода полезного и мешающих сигналов

$$(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta}) = [(\theta_1, \beta_1), \dots, (\theta_k, \beta_k), \dots, (\theta_d, \beta_d)]$$

неизвестны, но их можно оценить

$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\hat{\theta}_1, \dots, \hat{\theta}_d)$, $\hat{\boldsymbol{\beta}} = (\hat{\beta}_1, \dots, \hat{\beta}_d)$ с помощью MUSIC при любой произвольной конфигурации АР:

$$(\hat{\theta}_1, \hat{\beta}_1), \dots, (\hat{\theta}_d, \hat{\beta}_d) = \underset{\theta \in [0, 359^\circ], \beta \in [0, 90^\circ]}{\arg \max} P(\theta, \beta),$$

$$\text{где } P(\theta, \beta) = \left[\frac{1}{\hat{\mathbf{a}}^H(\theta, \beta) E_\xi E_\xi^H \hat{\mathbf{a}}(\theta, \beta)} \right]; \quad E_\xi -$$

векторы шумового подпространства, формируемые из собственных векторов разложения корреляционной матрицы R_X [7].

Весовые коэффициенты пространственного фильтра для выделения полезного сигнала и задуления всех мешающих являются решением переопределенной системы M уравнений с $d < M$ неизвестными. Наилучшим решением этой системы по критерию наименьших квадратов являются коэффициенты, определенные как

$$W = \begin{pmatrix} \mathbf{W}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{W}_k \\ \vdots \\ \mathbf{W}_d \end{pmatrix} = \hat{A}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\boldsymbol{\beta}})^H \left[\hat{A}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\boldsymbol{\beta}})^H \hat{A}(\hat{\boldsymbol{\theta}}, \hat{\boldsymbol{\beta}}) \right]^{-1}. \quad (3)$$

Оценка (3) оптимальна по критерию наименьших квадратов и при гауссовском шуме в наблюдаемых данных (1) совпадает с оценкой максимального правдоподобия.

Если АР обладает структурой инвариантности к сдвигу [7] и $d < M_{\Pi} < M$ (M_{Π} – число антенн в перекрывающейся подрешетке), ПФС можно реализовать на основе ESPRIT [7–10].

Весовые коэффициенты

$$W = \begin{pmatrix} \mathbf{W}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{W}_k \\ \vdots \\ \mathbf{W}_d \end{pmatrix} = (E_s T_\Psi)^H$$

вычисляются из собственных векторов сигнального подпространства $E_s = A(\boldsymbol{\theta}, \boldsymbol{\beta})T$, получаемых из разложения корреляционной матрицы по собственным векторам и числам и T_Ψ – собственных векторов оператора поворота

$\Psi = T_{\Psi} \text{diag}(\Lambda) T_{\Psi}^H$, $T_{\Psi} = T^{-1}$ (T – матрица с размерами $d \times d$ [7]), $\Lambda = (\lambda_1, \dots, \lambda_M)$ – собственные числа оператора поворота. Качество ПФС определяется точностью оценки оператора поворота, которая зависит от степени идентичности амплитудных и фазовых характеристик перекрывающихся подрешеток. Хотя $\hat{A}(\hat{\theta}, \hat{\beta})$ и оценки – $\hat{\theta}$, $\hat{\beta}$, формируемые из $\text{diag}(\Lambda)$ – собственных чисел оператора поворота, – не требуются при построении пространственного фильтра на основе ESPRIT [5], именно калибровка AP обеспечивает учет неидентичности ее элементов и трактов приема.

Влияние погрешности оценки АФР AP. Для оценки влияния погрешности проведено статистическое имитационное моделирование для семиэлементных круговой и уголкового AP. Погрешность ПФС оценивалась по методу Кейпона (2) на основе вычисления оценок УК ИРИ по MUSIC с расчетом коэффициентов по (3) и по ESPRIT. Сигнально-помеховая обстановка имитировалась аддитивной смесью сигналов трех ИРИ с модуляцией с минимальным частотным сдвигом и шума. Отношение сигнал/шум (ОСШ) задавалось для каждого ИРИ смеси во временной области как отношение энергии сигнала в 1 бит к спектральной плотности мощности шума E_b/N_0 . Шум имитировался случайным гауссовским процессом с равномерной спектральной плотностью мощности.

На рисунках, представляющих характеристики помехоустойчивости, кривая 1 отображает потенциальную границу вероятности битовой ошибки P_e при когерентной демодуляции сигнала с минимальным частотным сдвигом при

гауссовском шуме и семиканальном приеме, кривая 2 – указанную границу при гауссовском шуме и одноканальном приеме. Кривые 3–5 отображают вероятности ошибки, полученные демодуляцией оценок сигналов ИРИ1, ИРИ2, ИРИ3, соответственно, после ПФС.

При моделировании по методу Кейпона в (2) подставлялись истинные направления прихода полезного сигнала. Неточность АФР AP $\hat{a}_m(\theta, \beta) = a_m(\theta, \beta) \exp(j\phi_{m\text{АФР}})$, $m = 1, \dots, M$ имитировалась случайными ошибками $\phi_{m\text{АФР}}$, равномерно распределенными на интервале $]0 \dots \Phi_{\text{АФР}}]$. Качество ПФС оценивалось вероятностью битовой ошибки P_e при демодуляции оценки сигнала ИРИ когерентным демодулятором.

Характеристики помехоустойчивости, построенные на основе демодуляции оценок после ПФС с коэффициентами по (3) (рис. 1, а) и по методу Кейпона с коэффициентами по (2) (рис. 1, б), практически одинаковы при соответствии ожидаемого АФР AP фактическому $\hat{\mathbf{a}}(\theta, \beta) = \mathbf{a}(\theta, \beta)$.

При погрешностях задания АФР AP не более $\Phi_{\text{АФР}} = 5^\circ$ и одинаковых уровнях сигналов всех ИРИ неточность АФР практически не сказывается на ПФС с коэффициентами (3) при оценках УК ИРИ по MUSIC (рис. 2, а). При ПФС по методу Кейпона с коэффициентами (2) для $E_b/N_0 < 6$ дБ характеристики такие же, как при точном задании АФР AP (рис. 2, б). При $E_b/N_0 > 6 \dots 7$ дБ вероятность битовой ошибки превосходит аналогичные значения, соответствующие точному заданию АФР AP (рис. 1, б).

Если в смеси (1) присутствуют сигналы ИРИ разных уровней, при неточном АФР после

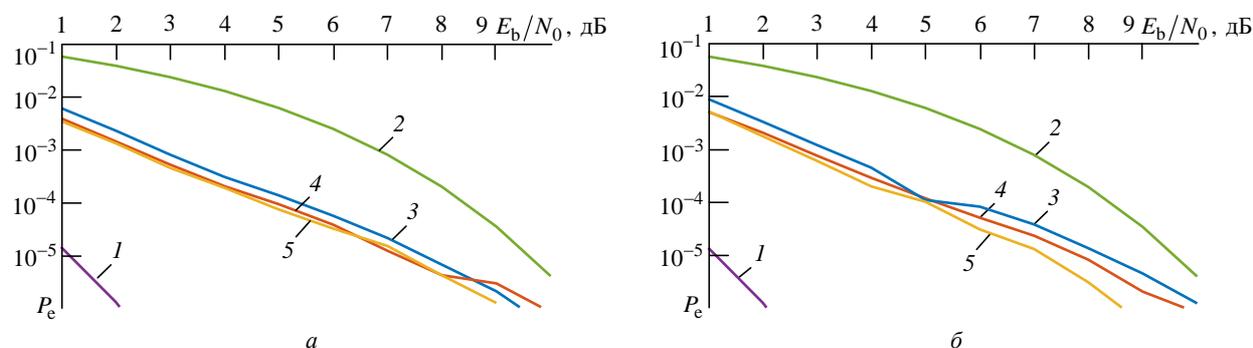


Рис. 1. Характеристики помехоустойчивости после ПФС при точном АФР: а – MUSIC+ (3); б – алгоритм Кейпона

Fig. 1. Performance after spatial filtering at exact APD: а – MUSIC+ (3); б – Capon algorithm

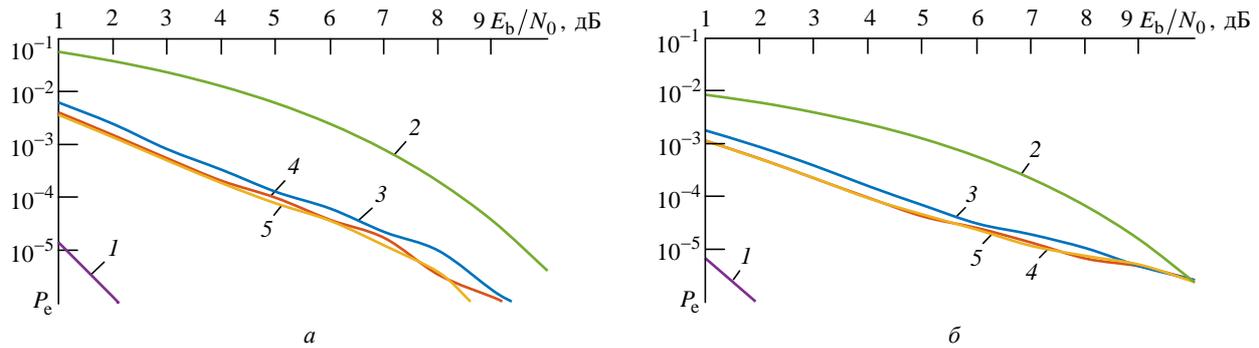


Рис. 2. Характеристики помехоустойчивости после ПФС при неточном АФР: а – MUSIC+ (3); б – алгоритм Кейпона
 Fig. 2. Performance after spatial filtering at imprecise APD: а – MUSIC+ (3); б – Capon algorithm

ПФС по (3) хорошо оцениваются только сильные сигналы. Так, при задании для ИРИЗ ОСШ в смеси равным 40 дБ при моделировании после ПФС по (3) получена вероятность ошибки демодуляции этого источника меньше 10^{-7} . В этих условиях вероятность ошибки демодуляции оценок после ПФС более слабых сигналов ИРИ1 и ИРИ2, присутствующих в смеси, недопустимо возрастает (рис. 3, а) по сравнению со случаем точного АФР (рис. 1, а).

ПФС по методу Кейпона (2) при несоответствии ожидаемого АФР фактическому, наоборот, подавляет сильный полезный сигнал на фоне слабых мешающих. Вероятность ошибки демодуляции оценки указанного сильного сигнала ИРИЗ после ПФС составила 0.48. Напротив, при неточном АФР слабый сигнал с известного направления прихода при сильном мешающем сигнале выделяется пространственным фильтром Кейпона достаточно точно, о чем свидетельствуют значения P_e при $E_b/N_0 < 5$ дБ на рис. 3, б.

При увеличении ОСШ до 11...12 дБ веро-

ятность ошибки снижается, а затем постепенно возрастает (рис. 3, б).

Если все три присутствующих в смеси сигнала сильные и каждый создает ОСШ 40 дБ, вероятность ошибки при ПФС Кейпона при неточном АФР составляет 0.4. При точном задании АФР при $E_b/N_0 = 40$ дБ вероятность ошибки меньше 10^{-7} . Результаты моделирования свидетельствуют о неприменимости ПФС по алгоритму Кейпона для выделения сильных и умеренно сильных ($E_b/N_0 > 10$ дБ) сигналов при неточном АФР АР.

Пространственный фильтр описывается характеристикой $D(\theta, \beta) = \mathbf{W}_k \mathbf{a}(\theta, \beta)$, эквивалентной диаграмме направленности. Для ПФС с коэффициентами, рассчитанными по (3), и оценкой УК по MUSIC, при точном и неточном задании АФР для заданных направлений прихода сильного полезного и двух слабых мешающих сигналов коэффициенты различаются только в формировании минимумов в направлениях мешающих сигналов. При точном соот-

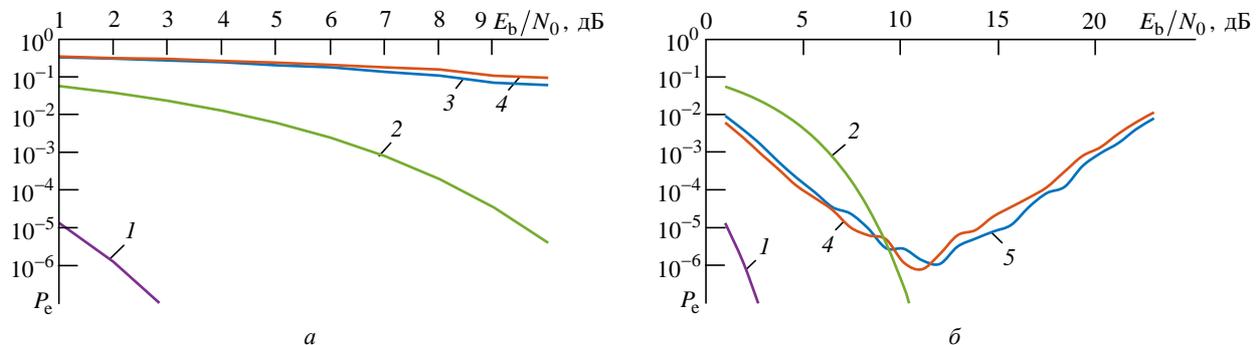


Рис. 3. Характеристики помехоустойчивости после ПФС при неточном АФР при одном сильном сигнале ИРИЗ: а – MUSIC+ (3); б – алгоритм Кейпона

Fig. 3. Performance after spatial filtering under imprecise APD with the presence of one strong signal from a radio source RS3: а – MUSIC+ (3); б – Capon algorithm

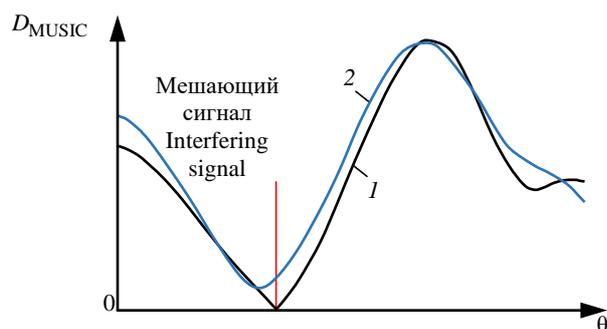


Рис. 4. Сечение характеристики пространственного фильтра при фиксированном угле места: 1 – при точном задании АФР; 2 – при неточном задании АФР

Fig. 4. Cross-section of the spatial filter characteristic at a fixed elevation: 1 – at exact APD; 2 – at imprecise APD

ветствии ожидаемого АФР АР фактическому область минимума узкая и его позиция совпадает с направлением прихода мешающего сигнала (рис. 4, 1). При несоответствии ожидаемого АФР АР фактическому область минимума менее выражена, причем минимальное значение $D_{\text{MUSIC}}(\theta, \beta)$ смещено относительно истинного направления прихода (рис. 4, 2).

Пространственная характеристика по алгоритму Кейпона $D_{\text{Capon}}(\theta, \beta)$ при точном АФР имеет максимум в направлении прихода сигнала любого уровня и нули в направлении мешающих сигналов. При неточном АФР в характеристике $D_{\text{Capon}}(\theta, \beta)$ в направлении прихода слабого полезного сигнала формируется значение, близкое к максимальному; в направлениях сильных и слабых помех выставляются нули; в направлении прихода сильного полезного сигнала формируется значение, близкое к минимальному.

Подавление сильного полезного сигнала при ПФС по алгоритму Кейпона (2) при несоответствии ожидаемого АФР обусловлено нарушением условия $\mathbf{W}_k^H \mathbf{a}(\theta_k, \beta_k) = 1$, в результате чего в направлении сильного полезного сигнала не устанавливается максимум.

Применение обработки по ESPRIT не требует задания АФР АР ни для оценки направлений прихода, ни для пространственной фильтрации. Однако требуется идентичность фазового распределения антенн в перекрывающихся подрешетках. Неидентичность антенн приводит к погрешностям оценивания оператора поворота Ψ , на основании собственных чисел которого оцениваются направления прихода, а собственные векторы участвуют в построении пространственного фильтра.

Пространственная фильтрация сигналов при неточной калибровке антенной решетки
Spatial Filtering of Signals under Imprecise Calibration of Antenna Arrays

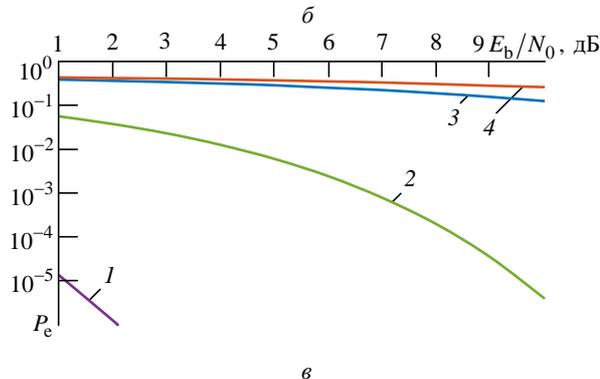
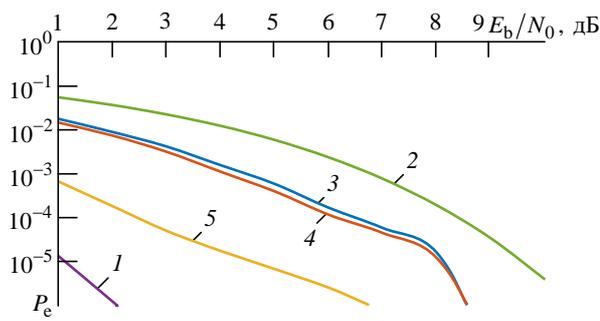
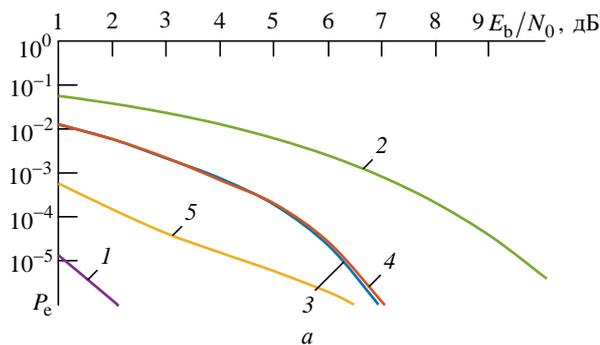


Рис. 5. Характеристики помехоустойчивости после ПФС по ESPRIT: а – при точном АФР; б – при неточном АФР ($\Phi_{\text{АФР}} = 5^\circ$); в – при неточном АФР и доминировании сильного сигнала ИРИЗ

Fig. 5. Performance after spatial filtering, based on ESPRIT: а – at exact APD; б – at imprecise APD ($\Phi_{\text{APD}} = 5^\circ$);

в – at imprecise APD and the presence of a RS3 strong signal

Исследование ПФС при неидентичности антенн проведено для уголкового семиэлементной АР. Алгоритм ESPRIT описан в [11]. Характеристики помехоустойчивости при соответствии фактического АФР ожидаемому приведены на рис. 5, а, при неточном задании АФР ($\Phi_{\text{АФР}} = 5^\circ$) и одинаковых по уровню сигналах на рис. 5, б, при неточном задании и доминировании сильного сигнала ИРИЗ, для которого ОСШ в смеси $E_b/N_0 = 40$ дБ, – на рис. 5, в.

Режекция мешающих сигналов после ПФС. В результате ПФС формируется оценка совокупности принятых сигналов:

$$\hat{s}_k = s_k + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^d \alpha_i s_i, \quad k=1, \dots, d,$$

где $\alpha_i < 1$ – доли мешающих сигналов, неподавленные из-за неточного зануления фильтра в их направлении.

Оценка \hat{s}_k содержит полезный сигнал s_k и совокупность неподавленных мешающих сигналов s_i , $i \neq k$. Тем самым полностью определяется пространство сигналов $\{s_k\}$, $k=1, \dots, d$.

При наличии в смеси слабых и сильных сигналов вклад в оценку \hat{s}_k мешающих сильных сигналов может быть доминирующим:

$$\left\| \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^d \alpha_i s_i \right\| \gg \|s_k\| \quad (\| \cdot \| \text{ – символ нормы}).$$

Режекция мешающих сигналов [12–14] позволяет устранить из оценки \hat{s}_k ее проекцию в подпространство $\{e_{k_l}\}_{l=1, d-1}$, образованное

мешающими сигналами: $\tilde{s}_k = \hat{s}_k - \sum_{l=1}^{d-1} \langle \hat{s}_k, e_{k_l} \rangle e_{k_l}$

($\langle \cdot \rangle$ – символ скалярного произведения).

Для k -го сигнала ортонормированный базис $\{e_{k_l}\}_{l=1, d-1}$ формируется из оценок отрежектированных сигналов \tilde{s}_i , "очищенных" от мешающих, и \hat{s}_i , $i \neq k=1, d$.

Необходимость использования отрежектированных сигналов \tilde{s}_i для построения базиса при сильных и слабых сигналах наглядно демонстрируется на примере режекции сильного сигнала.

Пусть s_1 – слабый сигнал; s_2 – сильный сигнал, $\langle s_1, s_2 \rangle \approx 0$, $\hat{s}_1 = s_1 + \alpha_2 s_2$, $\hat{s}_2 = s_2 + \alpha_1 s_1$, $\alpha_2 \gg \alpha_1$.

Базис для слабого сигнала \hat{s}_1 $e_1 = \frac{\hat{s}_1}{\|\hat{s}_1\|}$.

Скалярное произведение сигналов имеет вид

$$\frac{\langle s_1, s_2 \rangle}{\|\hat{s}_2\|} \approx \alpha_1 \frac{\|s_1\|^2}{\|\hat{s}_2\|} + \alpha_2 \frac{\|s_2\|^2}{\|\hat{s}_2\|} \approx \alpha_2 \frac{\|s_2\|^2}{\|\hat{s}_2\|}.$$

Норма оценки сильного сигнала

$$\|\hat{s}_2\| = \sqrt{\|s_2\|^2 + \alpha_1^2 \|s_1\|^2} \approx \|s_2\|$$

практически определяется самым сильным сигналом. Поэтому проекция оценки \hat{s}_1 на \hat{s}_2

$$\begin{aligned} \frac{\langle s_1, s_2 \rangle}{\|\hat{s}_2\|} \frac{\hat{s}_2}{\|\hat{s}_2\|} &= \left(\alpha_1 \frac{\|s_1\|^2}{\|s_2\|} + \alpha_2 \|s_2\| \right) \frac{(s_2 + \alpha_1 s_1)}{\|s_2\|} = \\ &= \alpha_1 \frac{\|s_1\|^2}{\|s_2\|^2} s_2 + \alpha_2 s_2 + \alpha_1^2 \frac{\|s_1\|^2}{\|s_2\|^2} s_1 + \alpha_1 \alpha_2 s_1 \approx \alpha_2 s_2. \end{aligned}$$

Так как

$$\alpha_1^2 \frac{\|s_1\|^2}{\|s_2\|^2} \ll 1,$$

оценка сигнала практически совпадает с самим сигналом:

$$\tilde{s}_1 = \hat{s}_1 - \frac{\langle s_1, s_2 \rangle}{\|\hat{s}_2\|} \frac{\hat{s}_2}{\|\hat{s}_2\|} \approx s_1.$$

Базис для сильного сигнала \hat{s}_2 $e_2 = \frac{\hat{s}_2}{\|\hat{s}_2\|}$.

Норма оценки слабого сигнала

$$\|\hat{s}_1\| = \sqrt{\|s_1\|^2 + \alpha_2^2 \|s_2\|^2}, \quad \|\hat{s}_1\| \approx \alpha_2 \|s_2\|.$$

Скалярное произведение

$$\begin{aligned} \frac{\langle \hat{s}_2, \hat{s}_1 \rangle}{\|\hat{s}_1\|} &= \alpha_2 \frac{\|s_2\|^2}{\|\hat{s}_1\|} + \alpha_1 \frac{\|s_1\|^2}{\|\hat{s}_1\|} \approx \\ &\approx \alpha_2 \frac{\|s_2\|^2}{\alpha_2 \|s_2\|} + \alpha_1 \frac{\|s_1\|^2}{\alpha_2 \|s_2\|} = \|s_2\| + \alpha_1 \frac{\|s_1\|^2}{\|s_2\|} \end{aligned}$$

определяется в основном вкладом сильного сигнала.

Проекция оценки \hat{s}_2 на \hat{s}_1 имеет вид

$$\frac{\langle s_2, s_1 \rangle}{\|\hat{s}_1\|} \frac{\hat{s}_1}{\|\hat{s}_1\|} = \left(\frac{1}{\alpha_2} + \frac{\alpha_1 \|s_1\|^2}{\alpha_2 \|s_2\|^2} \right) s_1 + \left(1 + \alpha_1 \frac{\|s_1\|^2}{\|s_2\|^2} \right) s_2.$$

После режекции в оценке

$$\begin{aligned} \tilde{s}_2 &= s_2 + \alpha_1 s_1 - \\ &- \left(\frac{1}{\alpha_2} + \frac{\alpha_1 \|s_1\|^2}{\alpha_2 \|s_2\|^2} \right) s_1 + \left(1 + \alpha_1 \frac{\|s_1\|^2}{\|s_2\|^2} \right) s_2 = \\ &= \alpha_1 \frac{\|s_1\|^2}{\|s_2\|^2} s_2 + \alpha_1 s_1 - \left(\frac{1}{\alpha_2} + \frac{\alpha_1 \|s_1\|^2}{\alpha_2 \|s_2\|^2} \right) s_1 \end{aligned}$$

практически не остается влияния s_2 , так как

$$\alpha_1 \frac{\|s_1\|^2}{\|s_2\|^2} \ll 1.$$

Таким образом, использование базисного вектора $e_{2_1} = \frac{\hat{s}_1}{\|\hat{s}_1\|}$ приводит к подавлению сильного сигнала s_2 в оценке \hat{s}_2 , что недопустимо.

Если в качестве базисного использовать уже отрежектированную от s_2 оценку $\hat{s}_1 \approx s_1$, то

$$\frac{\langle \hat{s}_2, \hat{s}_1 \rangle}{\|\hat{s}_1\|} \approx s_2 \frac{s_1^*}{\|s_1\|} + \alpha_1 s_1 \frac{s_1^*}{\|s_1\|} = \alpha_1 \frac{\|s_1\|^2}{\|s_1\|} = \alpha_1 \|s_1\|.$$

После режекции

$$\hat{s}_2 = s_2 + \alpha_1 s_1 - \alpha_1 \|s_1\| \frac{s_1}{\|s_1\|} = s_2.$$

Алгоритм режекции после ПФС по (3):

1. Вычислить нормы оценок сигналов $\|\hat{s}_k\|$, $k=1, \dots, d$ и упорядочить их в порядке возрастания так, что первым будет сигнал с минимальной нормой: $\|\hat{s}_1\| = \min(\{\|\hat{s}_k\|\}_{k=1, \dots, d})$.

2. Для самого слабого сигнала \hat{s}_1 сформировать исходный базис $\mathbf{g}^1 = (\hat{s}_2, \hat{s}_3, \dots, \hat{s}_d)$, из которого с помощью ортогонализации Грамма–Шмидта [15] сформировать ортонормированный базис:

$$e_{1_l} = \frac{b_l}{\|b_l\|}, \quad b_l = g_l - \sum_{j=1}^{l-1} \frac{\langle g_l, b_j \rangle}{\|b_j\|^2} b_j, \quad b_1 = g_1.$$

Отрежектировать из $\hat{s}_1 = \hat{s}_1 - \sum_{l=1}^{d-1} \langle \hat{s}_1, e_{1_l} \rangle e_{1_l}$ мешающие сигналы.

3. Для остальных сигналов \hat{s}_k , $k=2, \dots, d$ сформировать исходный базис

$$\mathbf{g}^k = (\hat{s}_1, \dots, \hat{s}_{k-1}, \hat{s}_{k+1}, \dots, \hat{s}_d),$$

из которого получить ортонормированный базис e_{k_l} и отрежектировать мешающие сигналы

$$\hat{s}_k = \hat{s}_k - \sum_{l=1}^{d-1} \langle \hat{s}_k, e_{k_l} \rangle e_{k_l}.$$

Результаты исследования предложенного способа режекции после ПФС в виде характеристик помехоустойчивости приведены на рис. 6, а и б при круговой (MUSIC (3)) и уголковой (ESPRIT) АР при неточном задании АФР АР.

Сигнально-помеховая обстановка соответствовала обстановке, для которой получены характеристики, представленные на рис. 3, а и 5, в. Вероятность ошибки после выделения сильного сигнала ИРИЗ ($E_b/N_0 = 40$ дБ) в смеси меньше 10^{-7} .

После дополнительной режекции вероятность ошибки демодуляции оценок обоих более слабых сигналов ИРИ1 и ИРИ2 существенно снизилась по сравнению с рис. 3, а. Потери по сравнению с результатами при точном задании АФР (рис. 2, а) составили 1 дБ.

Дополнительная режекция после ПФС по ESPRIT позволила демодулировать слабые сигналы ИРИ1 и ИРИ2 за счет устранения сильной помехи. Однако проигрыш в пороговом значении ОСШ по сравнению со случаем точного АФР составил 2 дБ, а по сравнению с неточным заданием АФР при одинаковых уровнях всех сигналов 1 дБ.

Однако ПФС по ESPRIT с дополнительной режекцией проигрывает ПФС по (3) с дополнительной режекцией при оценивании УК ИРИ по MUSIC (рис. 6, в) при предельном для ESPRIT количестве разделяемых сигналов. Для семиэлементной уголковой АР число перекрывающихся антенн в АР $M_{\Pi} = 3$ является предельным для разделения трех сигналов. Этим объясняется проигрыш 3 дБ в пороговом ОСШ по уровню вероятности ошибки 10^{-5} ПФС по ESPRIT с режекцией (рис. 6, б) пространственной фильтрации по (3) с оценкой УК ИРИ по MUSIC с режекцией (рис. 6, в).

Экспериментальное исследование. Проведено экспериментальное исследование применения дополнительной режекции после ПФС на основе (3) при оценивании УК на основе MUSIC по многоканальным данным от круговой семиэлементной АР, подключенной к восьмиканальному радиоприемному устройству (РПУ).

Сигналы формировались приемопередатчиками NI USRP B200mini, излучающими заранее записанные сигналы стандарта APCO-25 с ши-

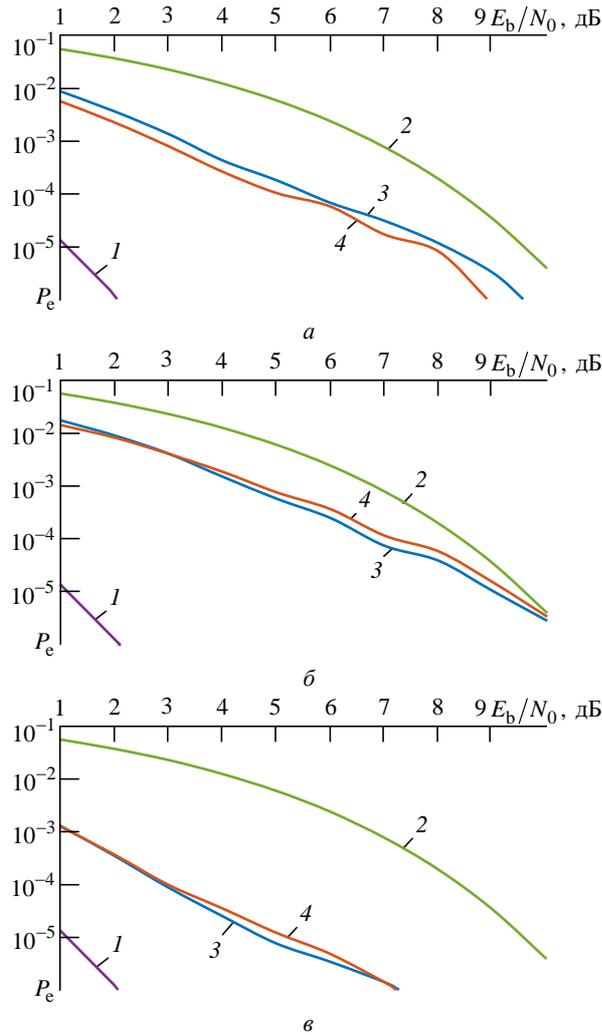


Рис. 6. Характеристики помехоустойчивости после ПФС с дополнительной режекцией при неточном АФР и доминировании в смеси сигнала ИРИЗ:
 а – при круговой АР по MUSIC (3); б – при угловой АР по ESPRIT; в – при угловой АР по MUSIC (3)

Fig. 6. Performance after spatial filtering with an additional rejection under imprecise APD and one strong RS3 signal:
 а – for circular AA by MUSIC (3);
 б – angular AA by ESPRIT; в – angular AA by MUSIC (3)

риной спектра 12.5 кГц и модуляцией C4FM с двух разнесенных позиций (рис. 7). Для распознавания сигналов использовались уникальные идентификаторы сеанса связи. УК ИРИ оценивались с помощью MUSIC.

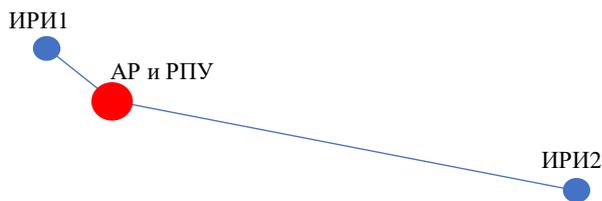


Рис. 7. Схема расположения ИРИ относительно приемного пункта

Fig. 7. Radio source location relative to the receiving station

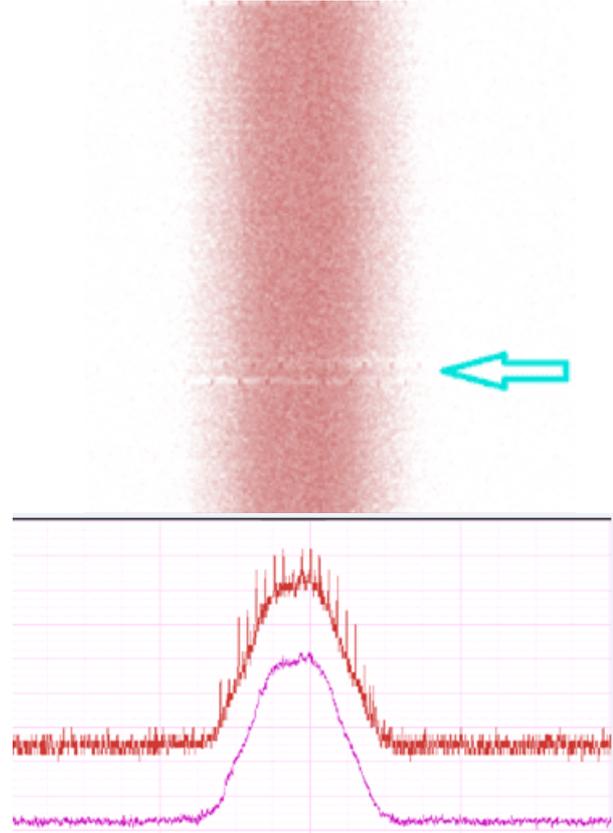


Рис. 8. Спектрограмма принятых сигналов. Оценка УК ИРИ по MUSIC. Стрелкой отмечены синхрослова сигналов

Fig. 8. Spectrograms of receiving signals. Arrival directions are estimated by MUSIC. The arrow marks the sync words of the signals

На рис. 8 представлена спектрограмма принятых сигналов, на которой видно присутствие синхрослов сигналов двух ИРИ (отмечены стрелкой). Однако анализатор сигналов не смог идентифицировать принадлежность принятого сигнала к системе APCO25.

Пеленгационный рельеф $P(\theta) = P(\theta, \beta = 0)$ изображен на рис. 9. На нем явно выделяются два пика, координаты которых соответствуют

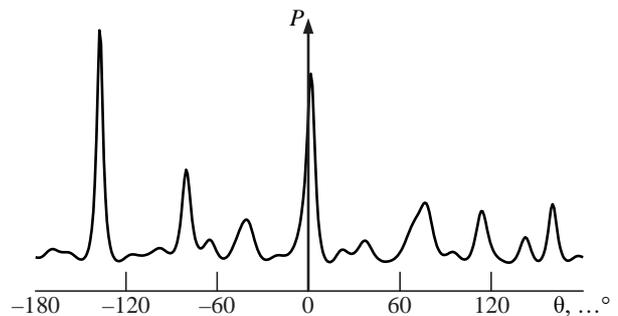


Рис. 9. Пеленгационный рельеф

Fig. 9. MUSIC spectrum

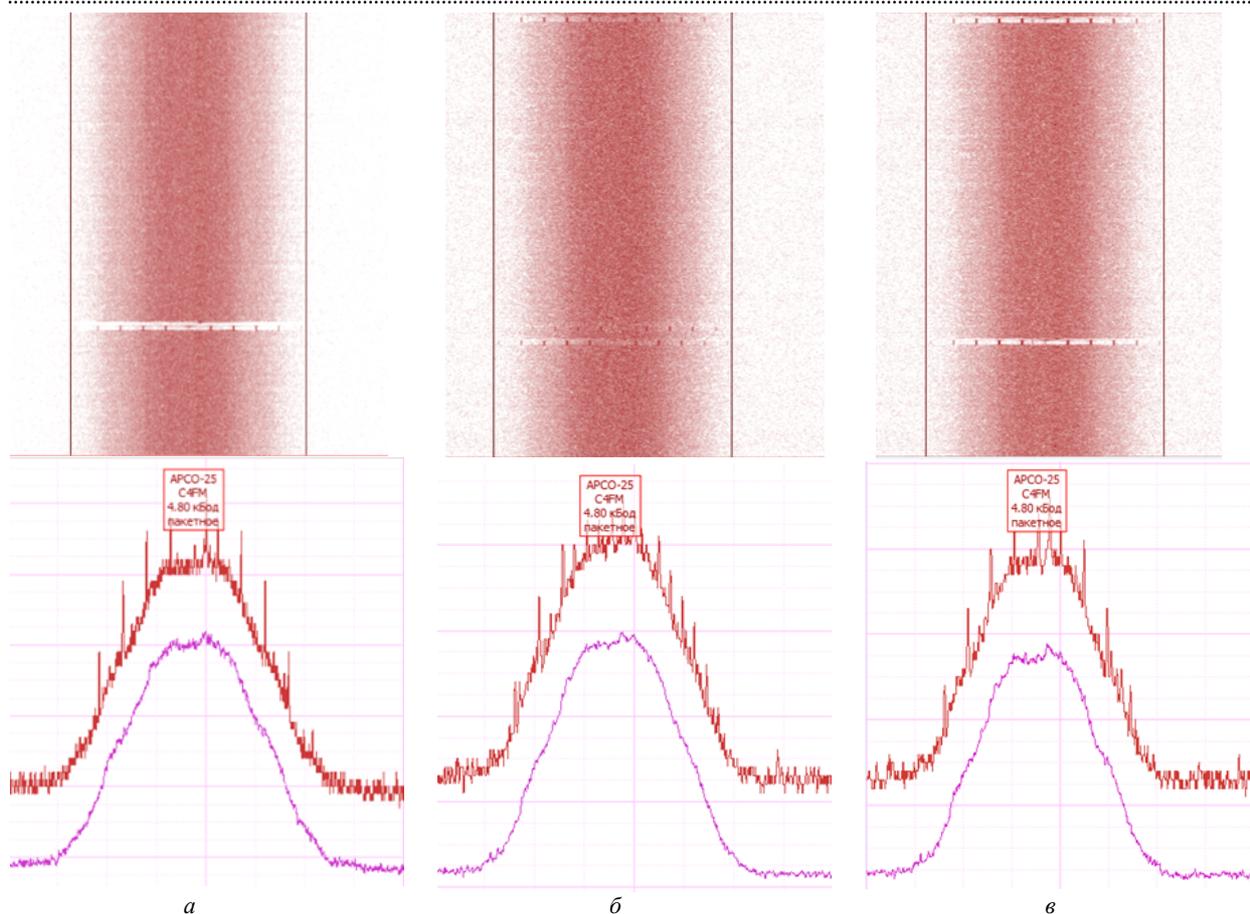


Рис. 10. Спектрограммы оценок сигнала после ПФС: а – ИРИ1; б – ИРИ2; в – ИРИ2 с режекцией

Fig. 10. Spectrograms of receiving signals after spatial filtering: а – RS1; б – RS2; в – RS2 with rejection

ИРИ. Так как антенны в составе АР неидентичны и АФР задано неточно, пеленгационный рельеф имеет много ложных пиков.

Сигнал ИРИ1, расположенного в непосредственной близости к точке приема, является сильным, его накопленный спектр после ПФС представлен на рис. 10, а.

Выделенный сигнал определяется как сигнал системы APCO25. На рис. 10, б представлена спектрограмма сигнала ИРИ2, выделенного ПФС.

Анализатор сигналов идентифицировал оценку сигнала ИРИ2 как сигнал стандарта APCO25. Однако из рис. 10, б видно, что уровень подавления сигнала ИРИ1 оказался недостаточным, поскольку на "водопаде" спектрограммы четко видны синхрослова сигнала ИРИ1. Синхрослова приняты с ошибками, общее количество принятых пакетов равняется 29. Спектрограмма сигнала ИРИ2 после ПФС с дополнительной режекцией изображена на рис. 10, в. Дополнительная режекция полностью подавила сильный сигнал ИРИ1, что поз-

волило безошибочно демодулировать синхрослово и увеличить число демодулированных пакетов с 29 до 49, т. е. в 1.7 раза.

Заключение и выводы. При совпадении фактического и ожидаемого АФР АР (что на практике почти невозможно) ПФС всех исследованных методов: по алгоритму Кейпона, по коэффициентам, рассчитанным по критерию наименьших квадратов на основе оценок УК ИРИ, полученных от MUSIC, по ESPRIT, обеспечивает практически одинаковую помехоустойчивость. При неточном задании АФР АР качество ПФС в разных методах сильно зависит от ОСШ, создаваемых полезным и мешающими сигналами. Уже при несоответствии фактического и ожидаемого АФР в 5° характеристики помехоустойчивости при ПФС по методу Кейпона и на основе MUSIC и ESPRIT заметно ухудшаются при наличии в смеси сильных и слабых сигналов. При ПФС на основе MUSIC сильный сигнал искажает оценки слабого и делает невозможным его демодуляцию, однако

сильный сигнал демодулируется успешно. ПФС по методу Кейпона сильного полезного сигнала в условиях неточного задания АФР приводит к его значительному подавлению и не позволяет успешно его демодулировать. Наряду с этим ПФС слабых сигналов, которые создают в смеси ОСШ менее 5 дБ, даже при наличии сильных мешающих, меньше страдает от ошибочного задания АФР. Поэтому ПФС по методу Кейпона подходит для выделения слабых относительно шума сигналов на фоне сильных помех при известном направлении прихода полезного сигнала.

Дополнительная режекция мешающих сигналов после пространственного фильтра с коэффициентами, рассчитанными по критерию наименьших квадратов, обеспечивает примерно такие же характеристики помехоустойчивости, как и при точном задании АФР, в широком диапазоне уровней полезного и мешающих сигналов. Разработанный алгоритм ПФС с дополнительной режекцией не требует априорной информации о сигналах ИРИ и их направлениях прихода и может применяться при широком диапазоне уровней полезного и мешающих сигналов.

Авторский вклад

Шевченко Майя Евгеньевна – разработка методов пространственной фильтрации с дополнительной режекцией.

Малышев Виктор Николаевич – руководство проведением экспериментов по проверке эффективности пространственной фильтрации с дополнительной режекцией в реальных и модельных условиях.

Горовой Андрей Вадимович – теоретическая разработка и исследование методов пространственной фильтрации с дополнительной режекцией; разработка программного обеспечения; статистическое имитационное моделирование; проведение эксперимента и обработка записей реальных сигналов в MATLAB.

Черепанов Андрей Сергеевич – сравнительный анализ и обобщение результатов имитационного моделирования и обработки реальных сигналов.

В подготовке статьи принимали участие все авторы.

Author's contribution

Maya E. Shevchenko, theoretical development of spatial filtration methods with additional rejection.

Victor N. Malyshev, guidelines for conducting experiments to verify the effectiveness of spatial filtration with additional rejection in real and model conditions.

Andrey V. Gorovoy, theoretical development and research of spatial filtering methods with additional rejection, software development; statistical simulation; experimentation and processing of real signals in MATLAB.

Andrey S. Cherepanov, comparative analysis and generalization of the results of simulation and processing of real signals.

All authors took part in the preparation of the article.

Список литературы

1. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.

2. Robust Adaptive Beamforming / ed. by J. Li and P. Stoica. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2006. 445 p.

3. Fernández-Prades C., Arribas J., Closas P. Robust GNSS receivers by array signal processing: Theory and implementation // Proc. of the IEEE. 2016. Vol. 104, № 6. P. 1207–1220. doi: 10.1109/JPROC.2016.2532963

4. Balanis C. A., Ioannides P. I. Introduction to smart antennas Berlin: Springer, 2007. 183 p. / Synthesis Lectures on Antennas. Vol. 5. P. 1–179.

5. Stevanovic I., Skrivervik A., Mosig J. R. Smart Antenna Systems for Mobile Communications: FINAL REPORT // Laboratoire d'Electromagnetisme et d'Acoustique Ecole Polytechnique Federale de Lausanne. CH-1015. URL: https://www.academia.edu/24560455/Smart_Antenna_Systems_for_Mobile_Communications

_FINAL_REPORT_ECOLE_POLYTECHNIQUE_FEDERALE_DE_LAUSANNE (дата обращения 21.12.2020).

6. Иванов Н. М., Шевченко В. Н. Адаптивная обработка совокупности сигналов в антенных решётках с расширенной полосой приёма // Изв. вузов. Радиофизика. 2022. Т. 65, № 12. С. 1015–1027.

7. Roy R., Kailath T. ESPRIT-Estimation of signal parameters via rotational invariance techniques // IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1989. Vol. 37, № 7. P. 984–995. doi: 10.1109/29.32276

8. Шевченко М. Е., Горовой А. В., Соловьев С. Н. Пространственная фильтрация перекрывающихся по спектру сигналов // Вопр. радиоэлектроники. 2019. № 12. С. 27–33. doi: 10.21778/2218-5453-2019-12-27-33

9. Application of MUSIC and ESPRIT methods in adaptive smart antennas / M. E. Shevchenko, V. N. Malyshev, A. V. Gorovoy, S. N. Soloviev, A. H. Kelian

// Proc. of 2021 Antenna Design and Measurement Intern. Conf. (ADMInC 2021). 24–26 Nov. 2021. P. 71–74.

10. Особенности применения методов MUSIC и ESPRIT в адаптивных смарт-антеннах / М. Е. Шевченко, В. Н. Малышев, А. В. Горовой, С. Н. Соловьев, А. Х. Кельян // Антенны и распространение радиоволн: сб. докл. Всерос. науч.-техн. конф. СПб., 24–26 нояб. 2021. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2021. С. 99–102.

11. Интервальное и точечное пеленгование источников радиоизлучения при широкополосном радиомониторинге / М. Е. Шевченко, В. Н. Малышев, С. С. Соколов, А. В. Горовой, С. Н. Соловьев, Н. С. Стенюков // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Vol. 23, № 6. С. 28–42. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-28-42

12. Богданович В. А., Вострецов А. Г. Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов. 2-е изд. М.: Физматлит, 2004. 320 с.

13. Богданович В. А., Вострецов А. Г. Асимптотически робастные алгоритмы демодуляции сигналов с подавлением помех множественного доступа // Радиотехника и электроника. 2010. Т. 55, № 8. С. 953–960.

14. Богданович В. А. Асимптотические инвариантные алгоритмы обнаружения и различения сигналов // Электросвязь. 1992. № 10. С. 9–12.

15. Вулих Б. З. Введение в функциональный анализ. 2-е изд. М.: Наука, 1967. 416 с.

Информация об авторах

Шевченко Майя Евгеньевна – кандидат технических наук (1997), доцент (2002) кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 80 научных работ. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов; обнаружение, оценивание и пеленгование сигналов, радиомониторинг; цифровая обработка сигналов. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: M_E_Shevchenko@mail.ru, meshevchenko@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0001-6873-6354>

Малышев Виктор Николаевич – доктор технических наук (2000), профессор (2004), заведующий кафедрой радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 120 научных работ. Сфера научных интересов – численные методы, СВЧ-техника, антенны, информационные сети, информационная безопасность. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: vnmalyshv@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5011-0337>

Горовой Андрей Вадимович – инженер научно-производственного предприятия "Новые технологии телекоммуникаций" (ООО НПП "НТТ"), аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) по кафедре радиоэлектронных средств. Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – обнаружение, оценивание, пространственная фильтрация и пеленгование сигналов, цифровая обработка сигналов. Адрес: Научно-производственное предприятие "Новые технологии телекоммуникаций", ул. Софьи Ковалевской, д. 20, корп. 1, лит. А, Санкт-Петербург, 195256, Россия
E-mail: andrew1295-09@mail.ru

Черепанов Андрей Сергеевич – доктор физико-математических наук (2001), профессор Высшей школы прикладной физики и космических технологий Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – волноведущие структуры с ферритовым управлением; СВЧ-техника; фазированные антенные решетки. Адрес: Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, ул. Политехническая, д. 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия
E-mail: ascherspb@mail.ru
<https://orcid.org/0009-0000-3078-5644>

References

1. Widrow Bernard, Stearns D. S. Adaptive Signal Processing. Prentice-Hall, 1985.

2. Li Jian, Stoica Petre. Robust Adaptive Beamforming. Hoboken, NJ, John Wiley, 2006.

3. Fernández-Prades C., Arribas J., Closas P. Robust GNSS Receivers by Array Signal Processing: Theory and Implementation. Proc. of the IEEE March

2016. doi: 10.1109/JPROC.2016.2532963

4. Balanis C. A., Ioannides P. I. Introduction to Smart Antennas. Synthesis Lectures on Antennas, vol. 5, pp. 1–179.

5. Stevanovic I., Skrivervik A., Mosig J. R. Smart Antenna Systems for Mobile Communications: FINAL REPORT. Available at: <https://www.academia.edu/>

24560455/Smart_Antenna_System_for_Mobile_Communications_FINAL_REPORT_ECOEC_POLYTECHNIQUE_FEDERALE_DE_LAUSANLA (accessed 21.12.2020).

6. Ivanov N. M., Shevchenko V. N. Adaptive Processing of a Set of Signals in Antenna Arrays with an Extended Reception Band. *Izv. Vuzov. Radiofizika*. 2022, vol. 65, no. 12, pp. 1015–1027. (In Russ.)

7. Roy R., Kailath T. ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques. *IEEE Trans. ASSP*. 1989, vol. 37, no. 7, pp. 984–995.

8. Shevchenko M. E., Gorovoi A. V., Solov'ev S. N. Spatial Filtering of Signals with Spectrum Overlapping. *Issues of Radio Electronics*. 2019, no. 12, pp. 27–33. doi: 10.21778/2218-5453-2019-12-27-33 (In Russ.)

9. Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Gorovoy A. V., Soloviev S. N., Kelian A. H. Application of MUSIC and ESPRIT Methods in Adaptive Smart Antennas. *Proc. of 2021 Antenna Design and Measurement Intern. Conf. (ADMInC 2021)*. 24–26 Nov. 2021, pp. 71–74.

10. Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Gorovoi A. V., Solov'ev S. N., Kel'yan A. Kh. *Osobennosti primeneniya metodov MUSIC i ESPRIT v adaptivnykh smart-antennakh* [Features of Using the MUSIC and ESPRIT Methods in Adaptive Smart Antennas]. *Antennas and Radio Wave Propagation: Collection of Reports of the*

All-Russ. Scientific and Technical. Conf. SPb, *SPbGETU*, 2021, 120 p. (In Russ.)

11. Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Sokolov S. S., Gorovoy A. V., Soloviev S. N., Stenukov N. S. Interval and Point Direction Finding of Radio Emission Sources for Broadband Radio Monitoring. *Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2020, vol. 23, no. 6, pp. 28–42. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-28-42 (In Russ.)

12. Bogdanovich V. A., Vostretsov A. G. *Teoriya ustoichivogo obnaruzheniya, razlicheniya i otsenivaniya signalov* [Theory of Sustainable Detection, Discrimination and Assessment of Signals]. 2nd Ed. Moscow, *Fizmatlit*, 2004, 320 p. (In Russ.)

13. Bogdanovich V. A., Vostretsov A. G. Adaptive Asymptotically Robust Invariant Demodulation Algorithm for CDMA Systems Operating in Conditions of Multiple Access Interference. *Radiotekhnika i elektronika*. 2010, vol. 55, no. 8, pp. 953–960. (In Russ.)

14. Bogdanovich V. A. *Asimptoticheskie invariantnye algoritmy obnaruzheniya i razlicheniya signalov* [Asymptotic Invariant Algorithms for Signal Detection and Discrimination]. *Ehlektrosvyaz'*. 1992, no. 10, pp. 9–12. (In Russ.)

15. Vulikh B. Z. *Vvedenie v funktsional'nyi analiz* [Introduction to Functional Analysis]. Moscow, *Nauka*, 1967, 416 p. (In Russ.)

Information about the authors

Maya E. Shevchenko, Cand. Sci. (Eng.) (1997), Associate Professor (2002) of the Department of Radio Electronics Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 80 scientific publications. Area of expertise: radio signal reception and processing; signal detection, evaluation and direction finding, radio monitoring; digital signal processing.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5, Professor Popov St., St Petersburg 197002, Russia
E-mail: m_e_shevchenko@mail.ru, meshevchenko@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0001-6873-6354>

Victor N. Malyshev, Dr Sci. (Eng.) (2000), Professor (2004), Chief of the Department of Radio Electronics Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 120 scientific publications. Area of expertise: numerical methods; microwave engineering; antennas; information networks; information security.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5, Professor Popov St., St Petersburg 197002, Russia
E-mail: vnmalyshev@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5011-0337>

Andrey V. Gorovoy, Engineer of the Research and Production Enterprise "New Technologies of Telecommunications" (LLC NPP "NTT"); Postgraduate student of the Department of Radio Electronics Equipment of Saint Petersburg State Electrotechnical University. The author of 10 scientific publications. Area of expertise: signal detection, estimation, spatial filtering and bearing; digital signal processing.

Address: Research and Production enterprise "New Technologies of Telecommunications", 20, Sofya Kovalevskaya St., build. 1, lit. A, Saint Petersburg 195256, Russia
E-mail: andrew1295-09@mail.ru

Andrey S. Cherepanov, Dr Sci (Phys.-Math.) (2001), Professor of the Graduate School of Applied Physics and Space Technology, Peter the Great St Petersburg Polytechnic University. The author of more than 100 scientific works. Area of expertise: ferrite-driven waveguide structures; microwave engineering; phased antenna arrays.

Address: Peter the Great St Petersburg Polytechnic University, 29, Polytechnicheskaja St., Saint Petersburg 195251, Russia
E-mail: ascherspb@mail.ru
<https://orcid.org/0009-0000-3078-5644>

Математическая модель сигнала, отраженного от винтов квадрокоптера, в приложении к обращенному синтезу апертуры антенны в бистатической РЛС

Е. С. Плотницкая^{1✉}, С. Р. Гейстер², В. И. Веремьев¹

¹ НИИ "Прогноз", Санкт-Петербург, Россия

² ОАО "Алевкурп", Королев стан, Республика Беларусь

✉ katya.plotnitskaya@yandex.ru

Аннотация

Введение. Различение целей, находящихся в одном элементе пространственного разрешения РЛС, включает в себя определение числа целей и их распознавание. Распознавание и различение напрямую связаны с анализом радиолокационных портретов (спектральных, дальностных, азимутальных и др.). Отдельный интерес представляют радиолокационные портреты (РЛП) вращающихся элементов летательных аппаратов (ЛА), полученные путем обращенного синтеза апертуры антенны (ОСАА). Такие портреты обладают высокой степенью информативности и позволяют сделать вывод о конструктивных особенностях ЛА. Для разработки алгоритмов построения РЛП винтов ЛА на основе ОСАА необходимо иметь ясное представление о перемещениях различных точек на поверхностях лопастей винтов. Такое представление дает математическая модель сигнала, отраженного от винтов ЛА.

Цель работы. Разработка математической модели сигнала, отраженного от винтов квадрокоптера, в приложении к обращенному синтезу апертуры антенны в бистатической РЛС.

Материалы и методы. Лопасть винта в рассматриваемой модели представляется в виде совокупности точечных отражателей, расположенных вдоль двух линий, проходящих по передней и задней кромкам лопасти. При разработке модели отраженного сигнала учитываются изменения фазовой структуры отраженного сигнала, обусловленные поступательным движением квадрокоптера и вращением лопастей винтов, а также разномом винтов в пространстве.

Результаты. Разработана математическая модель сигнала, отраженного от винтов квадрокоптера, в приложении к ОСАА в бистатической РЛС. Путем моделирования получены реализации сигналов, отраженных от одной лопасти винта, от одного винта и от совокупности винтов квадрокоптера. Выполнен анализ временных и спектральных структур отраженных сигналов для двух вариантов представления лопасти.

Заключение. Разработанная математическая модель отраженного сигнала является основой для создания алгоритма построения изображений винтов ЛА путем обращенного синтеза апертуры антенны в бистатической РЛС.

Ключевые слова: летательный аппарат, квадрокоптер, обращенный синтез апертуры антенны, радиолокационное распознавание

Для цитирования: Плотницкая Е. С., Гейстер С. Р., Веремьев В. И. Математическая модель сигнала, отраженного от винтов квадрокоптера, в приложении к обращенному синтезу апертуры антенны в бистатической РЛС // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 41–53. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-41-53

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 03.10.2023; принята к публикации после рецензирования 09.11.2023; опубликована онлайн 28.12.2023



Mathematical Model for a Radar Signal Reflected from Drone Propellers as Applied to the Method of Inverse Synthetic Aperture Radar in Bistatic Radar

Ekaterina S. Plotnitskaya^{1✉}, Sergey R. Heister², Vladimir I. Veremyev¹

¹ Research Institute "Prognoz", St Petersburg, Russia

² JSC "ALEVKURP", Korolev Stan, Republic of Belarus

✉katya.plotnitskaya@yandex.ru

Abstract

Introduction. The distinction of targets located in the same spatial resolution cell of a radar system includes the determination of the number of targets and their recognition. Recognition and distinction are directly related to the analysis of radar profiles (spectral, range, azimuth, etc.). Radar images of rotating drone elements obtained with the method of inverse synthetic aperture radar (ISAR) present particular interest. Such profiles are highly informative in terms of defining the drone design characteristics. When developing algorithms for constructing radar profiles of drone propellers based on ISAR, it is necessary to have a clear understanding of the movements of various points on the propeller blade surfaces. This understanding can be achieved by constructing a mathematical model for a signal reflected from drone propellers.

Aim. To develop a mathematical model for a signal reflected from drone propellers in application to the method of ISAR in bistatic radar.

Materials and methods. In the model under consideration, the propeller blade is represented by a set of point reflectors located along two lines passing through the front and rear edges of the blade. When developing the reflected signal model, variation in the phase structure of the reflected signal arising due to the translational motion of the drone and the rotation of its propeller blades, as well as their offset in space.

Results. A mathematical model for a signal reflected from drone propellers in application to the method of ISAR in bistatic radar was developed. Signals reflected from one propeller blade, from one propeller, and from a set of drone propellers were simulated. The temporal and spectral structures of the reflected signals for two variants of blade representation were analyzed.

Conclusion. The developed mathematical model can be used when developing an algorithm for constructing images of drone propellers by the method of inverse synthetic aperture radar in a bistatic radar system.

Keywords: aircraft, drone, inverse synthetic aperture radar, radar recognition

For citation: Plotnitskaya E. S., Heister S. R., Veremyev V. I. Mathematical Model for a Radar Signal Reflected from Drone Propellers as Applied to the Method of Inverse Synthetic Aperture Radar in Bistatic Radar. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 6, pp. 41–53. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-41-53

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

Submitted 03.10.2023; accepted 09.11.2023; published online 28.12.2023

Введение. В практике радиолокационного мониторинга пространства частот возникают ситуации, когда в один разрешаемый объем по дальности, азимуту и углу места попадает несколько объектов (групповая цель). В таких ситуациях необходимо определение состава групповой цели, что требует получения радиолокационных портретов и последующего применения подходов радиолокационного распознавания. Актуальность решения данной задачи связана с ростом числа использования дро-

нов в группе (рой) [1–3]. Такая цель требует тщательной идентификации, так как может представлять угрозу безопасности для стратегических объектов и гражданского населения. Задача различения объектов в составе групповой цели на данный момент исчерпывающе не решена.

В решении этой задачи большую роль может сыграть использование метода обращенного синтеза апертуры антенны (ОСАА). Такой метод применяется в тех случаях, когда необ-

ходимо достичь высокого разрешения, но использование физической антенны с большой апертурой невозможно [4–6]. Наиболее реализуемым вариантом применения метода ОСАА [7, 8] является его использование для построения радиолокационных изображений винтов летательного аппарата [9, 10].

Описание математической модели. Рассмотрим бистатическую РЛС в прямоугольной системе координат $(OXYZ)$, центром которой принимается расположение фазового центра приемной антенны R_x (рис. 1). При этом фазовый центр передающей антенны T_x находится на расстоянии L от приемника и имеет координаты x_T, y_T, z_T . Полагаем, что РЛС трехкоординатная, т. е. результатом ее измерений являются дальность центра симметрии винтов квадрокоптера относительно фазового центра приемной антенны \hat{r}_0 , угол места $\hat{\varepsilon}$ и азимут $\hat{\beta}$.

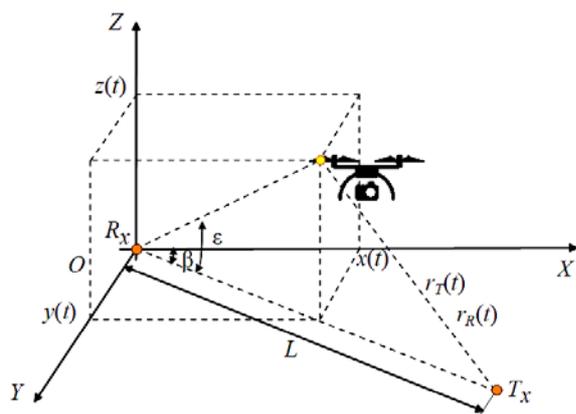


Рис. 1. Бистатическая система координат
 Fig. 1. Bistatic coordinate system

Будем рассматривать два варианта математической модели отраженного от винтов сигнала, различающихся представлением лопасти винта квадрокоптера. В первом случае (вариант 1) каждая лопасть будет состоять из совокупности точечных отражателей [11, 12], расположенных на передней и задней кромках лопасти, когда кромки являются параллельными прямыми линиями. Во втором случае (вариант 2) кромки лопасти приближены к реальной лопасти винта квадрокоптера: задняя кромка имеет наклон по отношению к передней, что соответствует сужению лопасти к концу.

Представление лопасти (вариант 1). Рассмотрим математическую модель сигнала, отраженного от винтов зависшего квадрокоптера, который имеет 4 винта с количеством лопастей $N = 2$. Каждая лопасть представляет собой совокупность точечных отражателей, расположенных на параллельно ориентированных передней и задней кромках лопасти с шагом $\frac{\lambda}{4}$, где λ – длина волны (рис. 2).

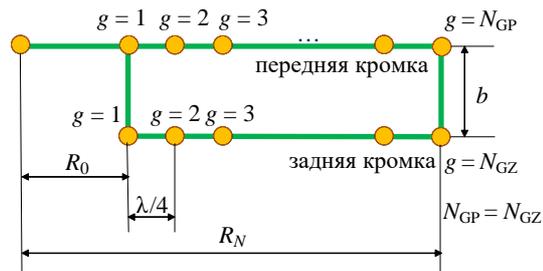


Рис. 2. Представление лопасти винта квадрокоптера вариантом 1
 Fig. 2. Representation of the quadcopter propeller blade by variant 1

Координаты центра симметрии винтов зависшего квадрокоптера относительно фазового центра приемной антенны:

$$\begin{cases} x_0 = \hat{r}_0 \cos \hat{\varepsilon} \cos \hat{\beta}; \\ y_0 = \hat{r}_0 \cos \hat{\varepsilon} \sin \hat{\beta}; \\ z_0 = \hat{r}_0 \sin \hat{\varepsilon}. \end{cases}$$

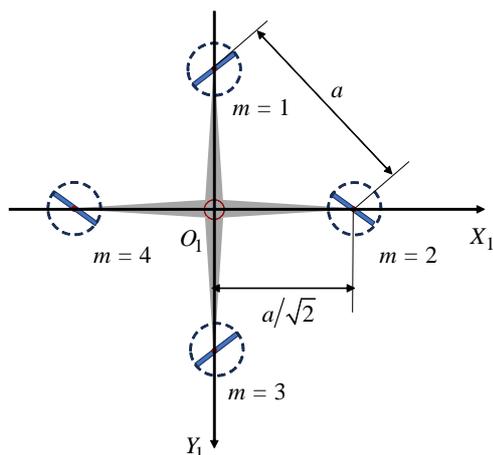


Рис. 3. Местная система координат, связанная с летательным аппаратом
 Fig. 3. Local coordinate system related to the drone

Исходя из рис. 3, координаты центра вращения каждого m -го винта относительно центра симметрии описываются выражениями

$$\begin{cases} x_{0_B}(m) = x_0 + \frac{a}{\sqrt{2}} f_1(m); \\ y_{0_B}(m) = y_0 \pm \frac{a}{\sqrt{2}} f_2(m); \\ z_{0_B}(m) = z_0 + h, \end{cases}$$

где a – расстояние между центрами симметрии двух соседних винтов квадрокоптера; h – высота центров вращения винтов, отсчитываемая от центра симметрии винтов квадрокоптера; $f_1(m)$, $f_2(m)$ – знакопеременные функции, которые описываются выражениями

$$f_1(m) = \begin{cases} -1, \text{ при } m = 4; \\ 0, \text{ при } m = 1 \text{ и } 3; \\ 1, \text{ при } m = 2; \end{cases}$$

$$f_2(m) = \begin{cases} -1, \text{ при } m = 1; \\ 0, \text{ при } m = 2 \text{ и } 4; \\ 1, \text{ при } m = 3. \end{cases}$$

Винты квадрокоптера, расположенные на одной диагонали, вращаются в одном направлении, а на разных диагоналях – в противоположном. Это учитывается при расчете координат отражателей на кромках лопастей разных винтов.

Для определенности будем полагать, что квадрокоптер перемещается вдоль оси OX со скоростью v . С учетом этого координаты g -го отражателя на n -й лопасти m -го винта относительно фазового центра приемной антенны изменяются согласно следующим законам:

$$\begin{cases} x_{R_П}(t, g, n, m) = x_{0_B}(m) + vt + \\ + R(g) \cos \varphi(t, n, m) \cos \varepsilon(t) \cos \beta(t); \\ y_{R_П}(t, g, n, m) = y_{0_B}(m) - \\ - (-1)^m R(g) \sin \varphi(t, n, m) \cos \varepsilon(t) \sin \beta(t); \\ z_{R_П}(t, g, n, m) = z_{0_B}(m) \end{cases}$$

– для точечных отражателей на передней кромке лопасти;

$$\begin{cases} x_{R_З}(t, g, n, m) = x_{0_B}(m) + vt + \\ + [R(g) \cos \varphi(t, n, m) + b \sin \varphi(t, n, m)] \times \\ \times \cos \varepsilon(t) \cos \beta(t); \\ y_{R_З}(t, g, n, m) = y_{0_B}(m) - \\ - (-1)^m [R(g) \sin \varphi(t, n, m) + b \cos \varphi(t, n, m)] \times \\ \times \cos \varepsilon(t) \sin \beta(t); \\ z_{R_З}(t, g, n, m) = z_{0_B}(m) \end{cases}$$

– для точечных отражателей на задней кромке лопасти. Здесь $R(g) = \left[R_0 + (g-1) \frac{\lambda}{4} \right]$ – расстояние от центра винта до g -го отражателя на передней кромке (см. рис. 2); $\varphi(t, n, m)$ – угловое положение n -й лопасти m -го винта относительно оси O_1X_1 .

Угловое положение $\varphi(t, n, m)$ зависит от частоты вращения винта F_v [13] и изменяется по закону

$$\varphi(t, n, m) = (-1)^m 2\pi F_v [t + (n-1)\Delta t] + \varphi_0(m),$$

где $\Delta t = \frac{1}{F_v N}$ – период следования лопастей;

$\varphi_0(m)$ – начальное угловое положение первой лопасти m -го винта в момент $t = 0$.

В зависимости от приближения/удаления лопастей относительно фазового центра приемной антенны во время наблюдения, отраженная электромагнитная волна будет приниматься от соответствующих передних и задних кромок лопастей, ориентированных в сторону приемной антенны. Для винта, вращающегося против часовой стрелки (вид сверху), условия приближения/удаления лопастей относительно фазового центра приемной антенны представлены в виде

$$\beta \leq \varphi(t, n, m) \leq \pi + \beta - \text{удаление};$$

$$\pi + \beta < \varphi(t, n, m) < 2\pi + \beta - \text{приближение}.$$

Расстояние от g -го точечного отражателя на передней или задней кромке n -й лопасти каждого m -го винта до фазового центра приемной антенны определяется как

$$r_{R_п(3)}(t, g, n, m) = \left[x_{R_п(3)}^2(t, g, n, m) + y_{R_п(3)}^2(t, g, n, m) + z_{R_п(3)}^2(t, g, n, m) \right]^{1/2}.$$

Координаты g -го отражателя на передней (задней) кромке n -й лопасти каждого m -го винта относительно фазового центра передающей антенны изменяются согласно следующим законам:

$$\begin{cases} x_{T_п}(t, g, n, m) = x_T + x_{R_п}(t, g, n, m); \\ y_{T_п}(t, g, n, m) = y_T + y_{R_п}(t, g, n, m); \\ z_{T_п}(t, g, n, m) = z_T + z_{R_п}(t, g, n, m) \end{cases}$$

– для точечных отражателей на передней кромке лопасти;

$$\begin{cases} x_{T_з}(t, g, n, m) = x_T + x_{R_з}(t, g, n, m); \\ y_{T_з}(t, g, n, m) = y_T + y_{R_з}(t, g, n, m); \\ z_{T_з}(t, g, n, m) = z_T + z_{R_з}(t, g, n, m) \end{cases}$$

– для точечных отражателей на задней кромке лопасти.

В зависимости от приближения/удаления лопастей относительно фазового центра передающей антенны во время наблюдения, электромагнитная волна будет отражаться от передних или задних кромок соответствующих лопастей. Для винта, вращающегося против часовой стрелки, условия приближения/удаления лопастей относительно фазового центра передающей антенны определяются следующим образом:

$$\pi - \beta \leq \varphi(t, n, m) \leq 2\pi - \beta \quad \text{– удаление;}$$

$$2\pi - \beta < \varphi(t, n, m) < \pi - \beta \quad \text{– приближение.}$$

Расстояние от фазового центра передающей антенны до g -го отражателя на передней (задней) кромке n -й лопасти каждого m -го винта цели будет определяться как

$$r_{T_п(3)}(t, g, n, m) = \left[x_{T_п(3)}^2(t, g, n, m) + y_{T_п(3)}^2(t, g, n, m) + z_{T_п(3)}^2(t, g, n, m) \right]^{1/2}.$$

Полный путь, пройденный электромагнитной волной, для g -го отражателя на передней (задней) кромке n -й лопасти m -го винта представляет собой сумму:

$$r_{п(3)}(t, g, n, m) = r_{R_п(3)}(t, g, n, m) + r_{T_п(3)}(t, g, n, m).$$

Фаза сигнала, отраженного от g -го отражателя на передней (задней) кромке n -й лопасти m -го винта, определяется выражением

$$\varphi_{с_п(3)}(t, g, n, m) = 2kr_{п(3)}(t, g, n, m),$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число; λ – длина волны.

Мощность сигнала, отраженного от точечного отражателя, определяется выражением

$$P_c(n, g, t) = \frac{P_0 G_{Tx} G_{Rx} \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 [r_{п(3)}(t, g, n, m)]^4},$$

где P_0 – пиковая мощность зондирующего сигнала; G_{Tx} , G_{Rx} – коэффициенты усиления приемной и передающей антенн; σ – эффективная площадь рассеяния (ЭПР) точечного изотропного отражателя.

Закон изменения амплитуды сигнала, отраженного от g -го отражателя на n -й лопасти:

$$E_c(t, g, n, m) = \sqrt{2P_c(t, g, n, m)}.$$

Полагая, что сигнал, отраженный от квадрокоптера, представляется совокупностью сигналов, отраженных от точечных отражателей, лежащих на поверхностях лопастей винтов, определим временную зависимость комплексной огибающей отраженного сигнала [14, 15]:

$$U(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{g=1}^{N_g} E_c(t, g, n, m) \times \exp\left\{i \left[\varphi_{с_п(3)}(t, g, n, m) \right]\right\}.$$

Результаты моделирования для варианта 1. При моделировании в качестве прототипа объекта будем использовать квадрокоптер DJI Phantom 3.

Параметры винтов: расположение горизонтальное; имеет две лопасти ($N = 2$) длиной $L = 0.115$ м каждая; ширина лопасти $b = 0.01$ м; высота центров вращения винтов относительно их центра симметрии $h = 0.005$ м; частота вращения винта $F_v = 120$ Гц; линейная

скорость движения при моделировании $v = 0$ м/с (зависший квадрокоптер); начальная фаза для первой лопасти первого винта $\varphi_0(m=1) = \frac{\pi}{18}$.

Длина волны при моделировании полагалась равной $\lambda = 0.03$ м; частота дискретизации $F_D = 60$ кГц. Начальная дальность $r_0 = 4$ м; угол места $\varepsilon = \frac{\pi}{18}$ и азимут $\beta = \frac{\pi}{6}$ полагались не зависящими от времени (зависший квадрокоптер).

Для того чтобы представить целостную картину формирования сигнала в описываемой модели, вначале проводилось моделирование сигнала, отраженного от передней и задней кромок симметричных лопастей винта квадрокоптера в отдельности (рис. 4).

На следующем шаге выполнено моделирование сигнала, отраженного от одного винта квадрокоптера. В винте присутствуют две лопасти, разнесенные на 180° . На рис. 5 представлены результаты моделирования сигналов, отраженных только от первой пары кромок –

передней кромки первой лопасти и задней кромки второй лопасти.

На рис. 6 представлен сигнал, отраженный от всех кромок лопастей одного винта.

Результат моделирования сигнала, отраженного от двух соседних винтов ($m=1$ и $m=2$), осуществляющих вращение в разных направлениях, представлен на рис. 7. Начальные фазы для первых лопастей первого и второго винтов $\varphi_0(m=1) = \frac{\pi}{18}$; $\varphi_0(m=2) = \frac{\pi}{9}$.

На рис. 8 приведен результат моделирования для всего квадрокоптера, имеющего 4 винта. Начальные фазы для первых лопастей винтов $\varphi_0(m=1) = \frac{\pi}{18}$; $\varphi_0(m=2) = \frac{\pi}{9}$; $\varphi_0(m=3) = \frac{19\pi}{18}$; $\varphi_0(m=4) = \frac{10\pi}{9}$. При моделировании полагалось, что все винты имеют одинаковые частоты вращения.

Представление лопасти (вариант 2). Будем полагать, что каждая лопасть двухлопаст-

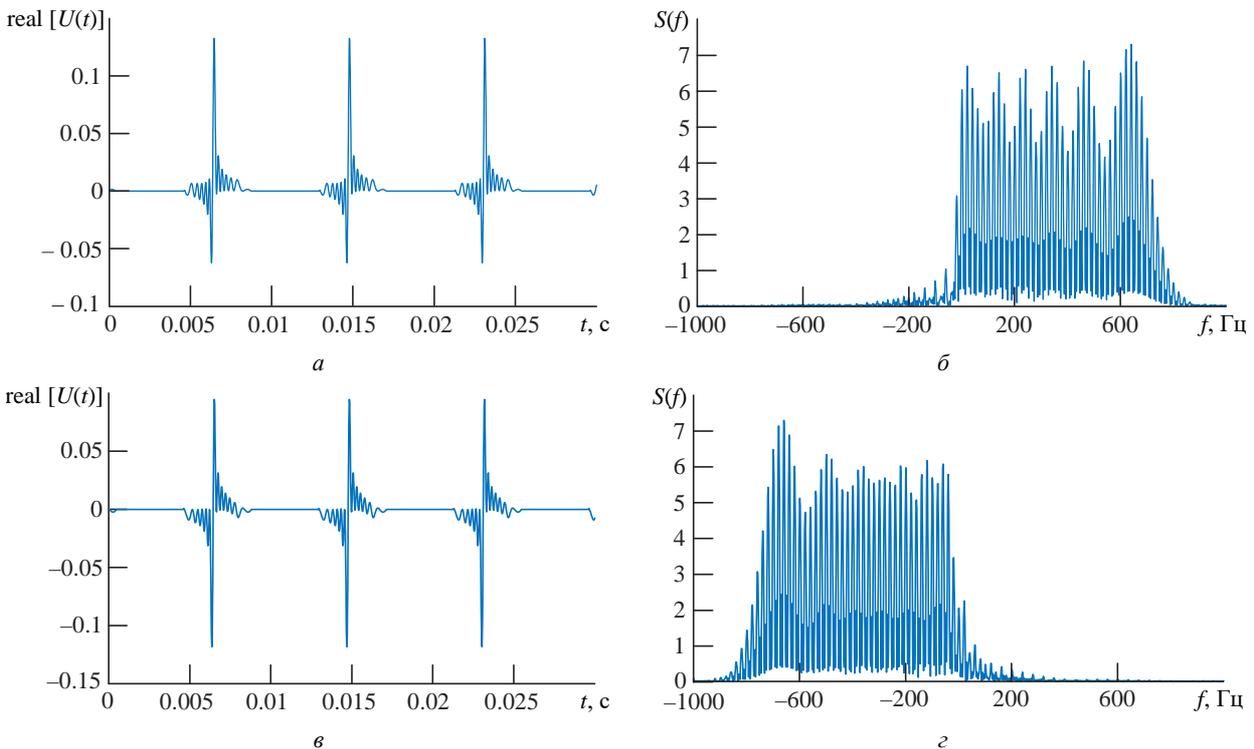


Рис. 4. Результаты моделирования: а – реальная составляющая сигнала, отраженного от передней кромки лопасти (фрагмент сигнала); б – спектр фрагмента сигнала; в – реальная составляющая сигнала, отраженного от задней кромки симметричной лопасти (фрагмент сигнала); г – спектр фрагмента сигнала

Fig. 4. Simulation results: а – real component of the signal reflected from the leading edge of the blade (signal fragment); б – spectrum of the signal fragment; в – real component of the signal reflected from the trailing edge of the symmetrical blade (signal fragment); г – spectrum of the signal fragment

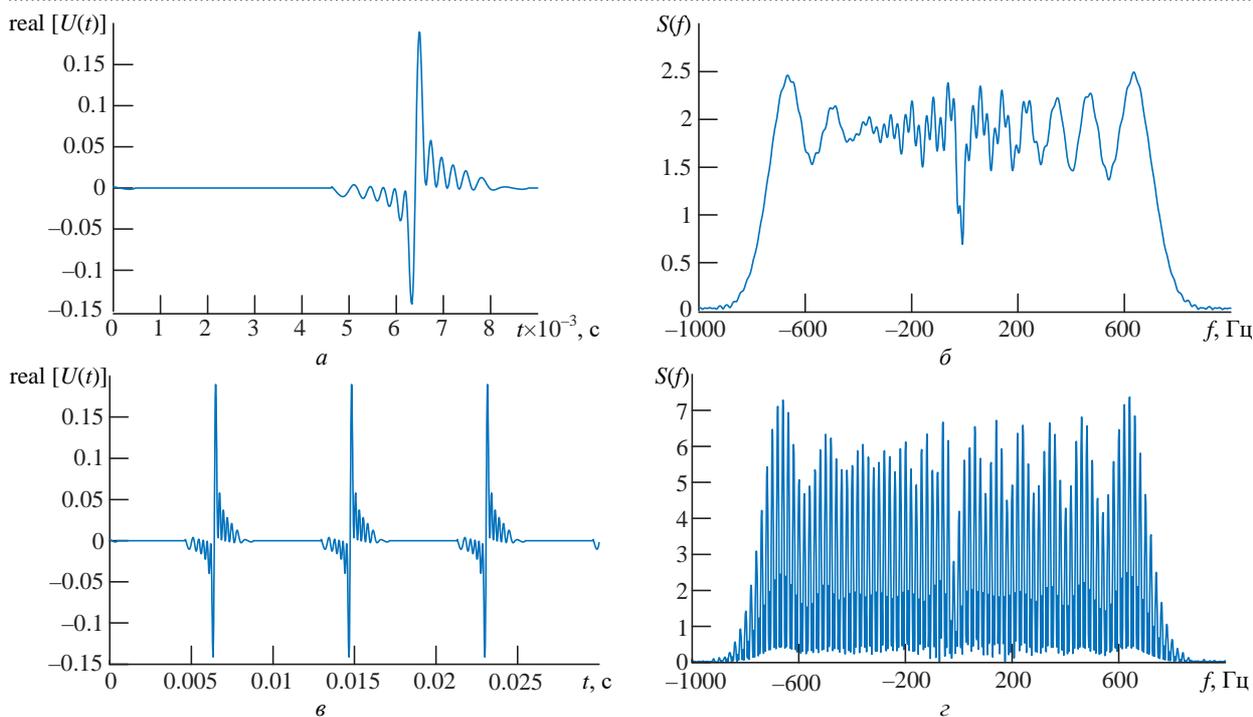


Рис. 5. Результаты моделирования отраженного сигнала для первой пары кромок: a – фрагмент 1 сигнала; b – спектр фрагмента 1; v – фрагмент 2 сигнала; z – спектр фрагмента 2

Fig. 5. Simulation results of the reflected signal for the 1st pair of edges: a – signal fragment 1; b – spectrum of fragment 1; v – fragment 2 of the signal; z – spectrum of fragment 2

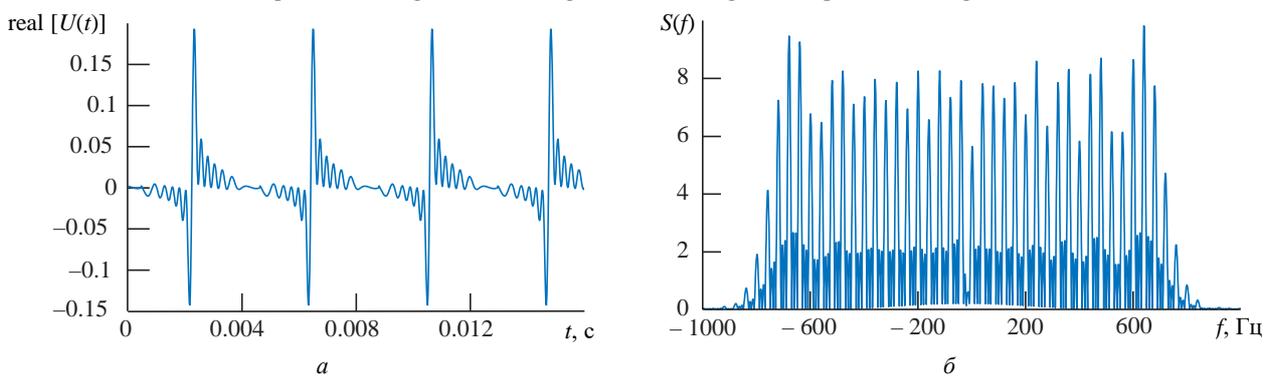


Рис. 6. Результаты моделирования сигнала, отраженного от одного винта: a – фрагмент сигнала; b – спектр фрагмента сигнала

Fig. 6. Simulation results of the signal reflected from one propeller: a – a fragment of the signal; b – the spectrum of the signal fragment

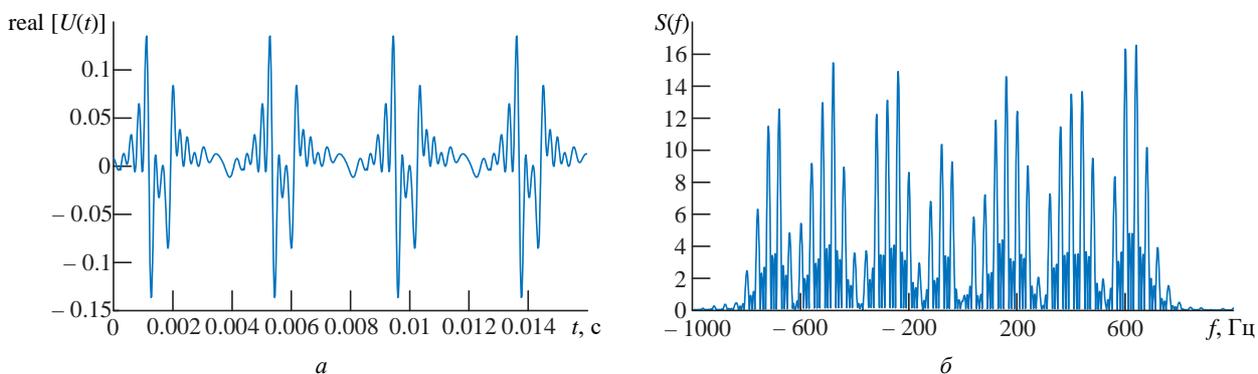


Рис. 7. Результаты моделирования сигнала, отраженного от пары соседних винтов: a – фрагмент сигнала; b – спектр фрагмента сигнала

Fig. 7. Simulation results of the signal reflected from a pair of neighboring propellers: a – fragment of the signal; b – spectrum of the signal fragment

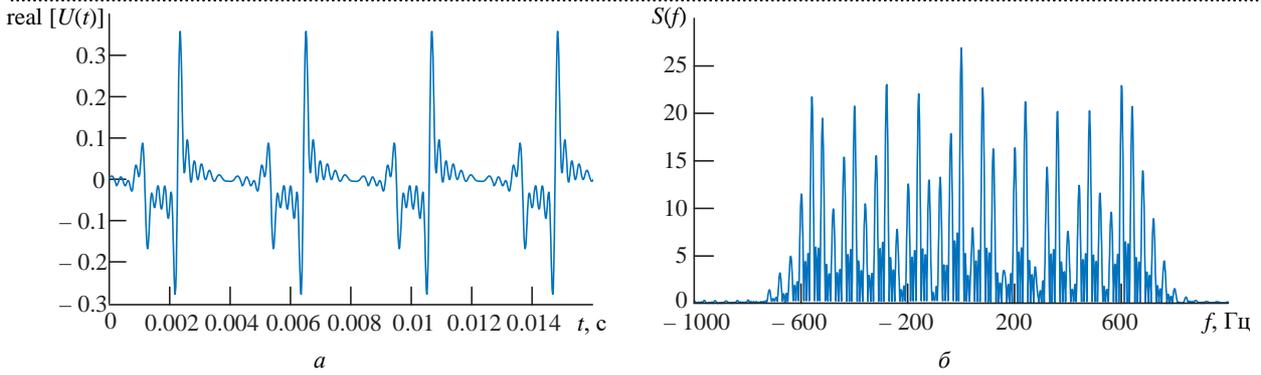


Рис. 8. Результаты моделирования сигнала, отраженного от всех 4 винтов квадрокоптера: а – фрагмент сигнала; б – спектр фрагмента сигнала

Fig. 8. Simulation results of the signal reflected from all four drone propellers: а – fragment of the signal; б – spectrum of the signal fragment

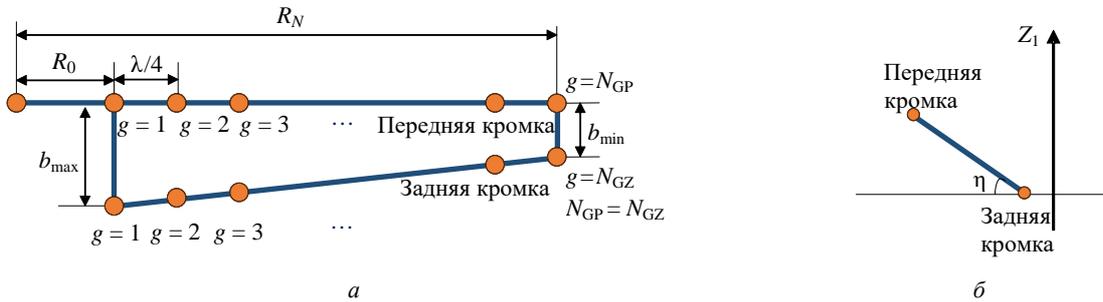


Рис. 9. Представление лопасти винта квадрокоптера (вариант 2): а – вид сверху; б – вид сбоку

Fig. 9. Representation of the drone propeller blade by variant 2: а – top view; б – side view

ного винта квадрокоптера представляется совокупностью точечных отражателей, расположенных на передней и задней кромках лопасти, которые непараллельны, с шагом $\lambda/4$ (рис. 9). Данная модель приближается к реальной лопасти квадрокоптера, имеющей сужение к концу и наклон η лопасти относительно плоскости $ХОУ$ (рис. 10).

Отличие математической модели для варианта 2 от модели для варианта 1 заключается в расчете координат точечных отражателей, расположенных на задних кромках лопастей винтов (учет сужения и угла атаки лопасти) как относительно фазового центра приемной антенны, так и относительно фазового центра передающей антенны. Формулы для расчета координат точечных отражателей, расположенных на передних кромках лопастей, неизменны.



Рис. 10. Винт квадрокоптера DJI Phantom 3

Fig. 10. DJI Phantom 3 propeller

Координаты g -го отражателя на задней кромке n -й лопасти каждого m -го винта относительно фазового центра приемной антенны изменяются согласно следующим законам:

$$\begin{cases} x_{R_3}(t, g, n, m) = x_{0_B}(m) + vt + \\ + [R(g) \cos \varphi(t, n, m) + b(g) \sin \varphi(t, n, m)] \times \\ \times \cos \varepsilon(t) \cos \beta(t) \cos \eta; \\ y_{R_3}(t, g, n, m) = y_{0_B}(m) - \\ - (-1)^m [R(g) \sin \varphi(t, n, m) + b(g) \cos \varphi(t, n, m)] \times \\ \times \cos \varepsilon(t) \sin \beta(t) \cos \eta; \\ z_{R_3}(t, g, n, m) = z_{0_B}(m) - b(g) \sin \eta, \end{cases}$$

где $b(g)$ – ширина лопасти в точке расположения g -го отражателя.

Координаты g -го отражателя на задней кромке n -й лопасти каждого m -го винта относительно фазового центра передающей антенны изменяются согласно следующим законам:

$$\begin{cases} x_{T_3}(t, g, n, m) = x_T + x_{R_3}(t, g, n, m); \\ y_{T_3}(t, g, n, m) = y_T + x_{R_3}(t, g, n, m); \\ z_{T_3}(t, g, n, m) = z_T + x_{R_3}(t, g, n, m). \end{cases}$$

Результаты моделирования для варианта 2. При моделировании в качестве параметров цели будем использовать те же параметры движения и конструкции, соответствующие винтам квадрокоптера DJI Phantom 3, которые использовались ранее. Дополнительные сведения для варианта 2: ширина лопасти меняется равномерно от $b_{\min} = 0.01$ м до $b_{\max} = 0.03$ м; угол наклона лопасти $\eta = \pi/12$.

На рис. 11 представлен результат моделирования сигнала, отраженного от передней и задней кромок симметричных лопастей винта квадрокоптера в отдельности. Сравнив спектры на рис. 11, б и г, можно увидеть, что данные спектры несимметричны и отличаются по форме.

На рис. 12 представлены результаты моделирования сигналов, отраженных от пары кромок: передняя кромка первой лопасти; задняя – второй. На рис. 13 представлен сигнал, отраженный от совокупности всех кромок лопастей одного винта.

Результаты моделирования, представленные на рис. 6 и 13, показывают, что для представления лопасти в варианте 2 форма сигнала, отраженного от удаляющейся (задней) и приближающейся (передней) кромок лопастей двухлопастного винта, становится несимметричной. Это связано с тем, что максимумы диаграмм рассеяния для передней кромки одной лопасти и задней кромки другой лопасти в варианте 1 практически совмещены, а в варианте 2 – существенно рассовмещены.

Результат моделирования сигнала, отраженного от двух соседних винтов, осуществляющих вращение в разных направлениях, представлен на рис. 14.

Сравнив результаты, полученные для модели 2 лопасти, с результатами для модели 1, можно отметить следующее:

- в сигнале, отраженном от пары кромок симметричных лопастей в варианте 2, имеется несимметричность;

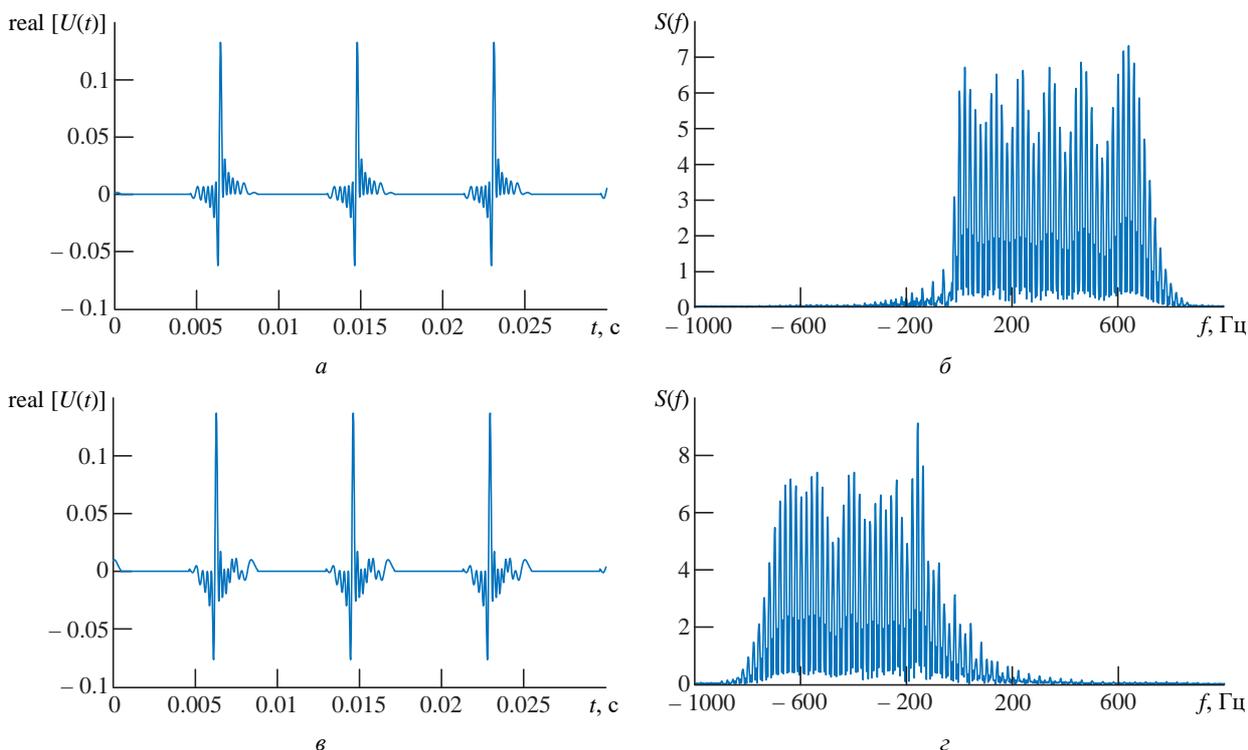


Рис. 11. Результаты моделирования: а – реальная составляющая сигнала, отраженного от передней кромки лопасти (фрагмент сигнала); б – спектр фрагмента сигнала; в – реальная составляющая сигнала, отраженного от задней кромки симметричной лопасти (фрагмент сигнала); г – спектр фрагмента сигнала

Fig. 11. Simulation results: а – real component of the signal reflected from the leading edge of the blade (signal fragment); б – spectrum of the signal fragment; в – real component of the signal reflected from the trailing edge of the symmetrical blade (signal fragment); г – spectrum of the signal fragment

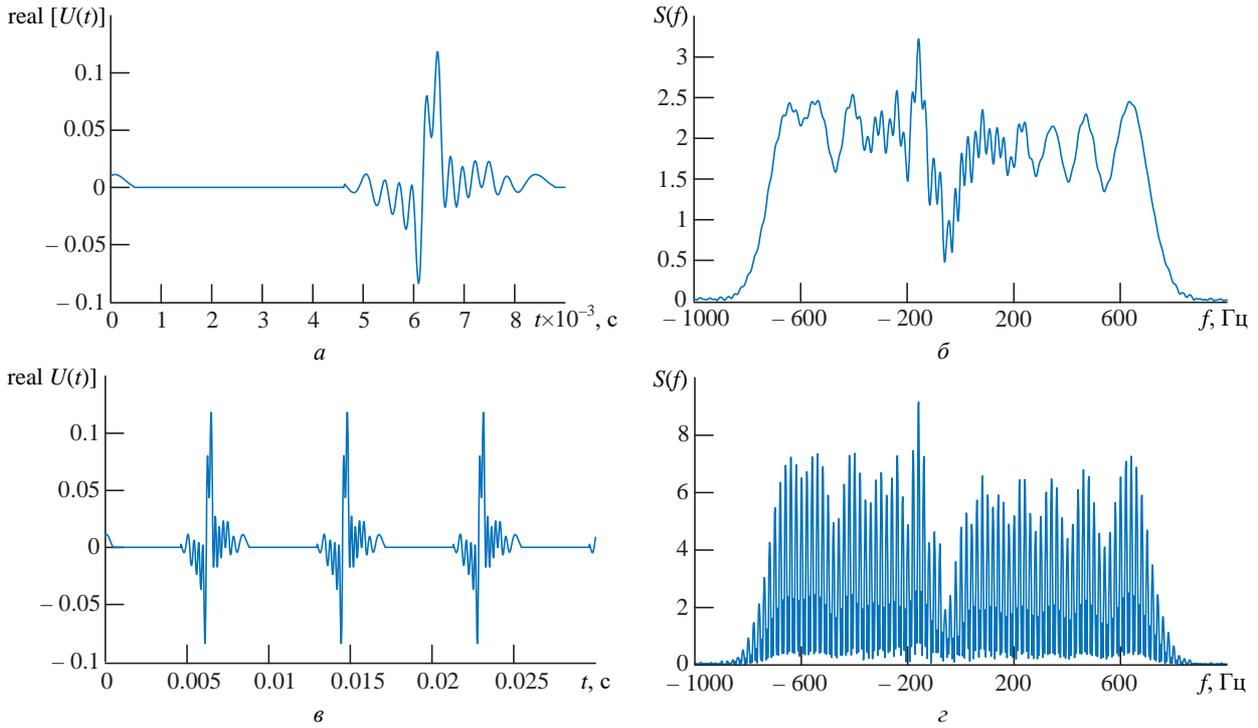


Рис. 12. Результаты моделирования отраженного сигнала от пары кромок: *a* – фрагмент 1 сигнала; *б* – спектр фрагмента 1; *в* – фрагмент 2 сигнала; *г* – спектр фрагмента 2

Fig. 12. Simulation results of the reflected signal from a pair of edges: *a* – signal fragment 1; *b* – spectrum of fragment 1; *c* – signal fragment 2; *d* – spectrum of fragment 2

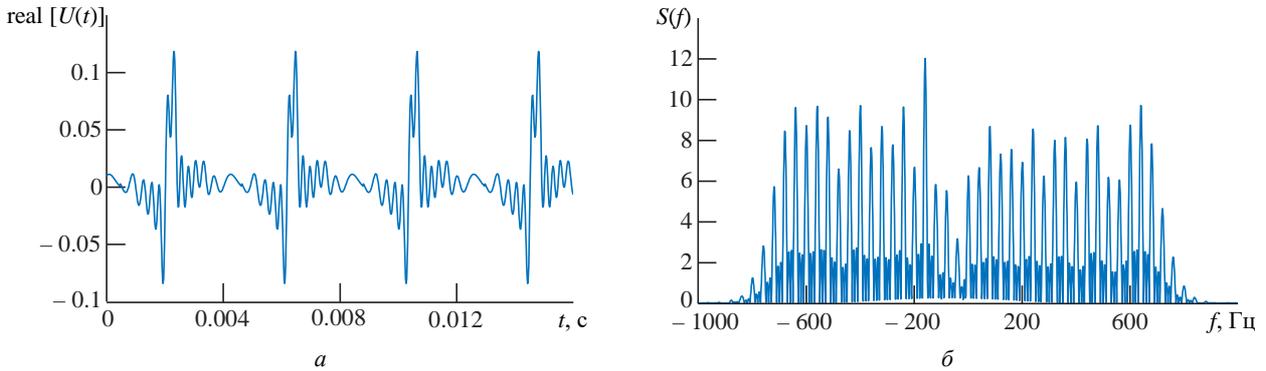


Рис. 13. Результаты моделирования сигнала, отраженного от одного винта: *a* – фрагмент сигнала; *б* – спектр фрагмента сигнала

Fig. 13. Simulation results of the signal reflected from one propeller: *a* – fragment of the signal; *b* – spectrum of the signal fragment

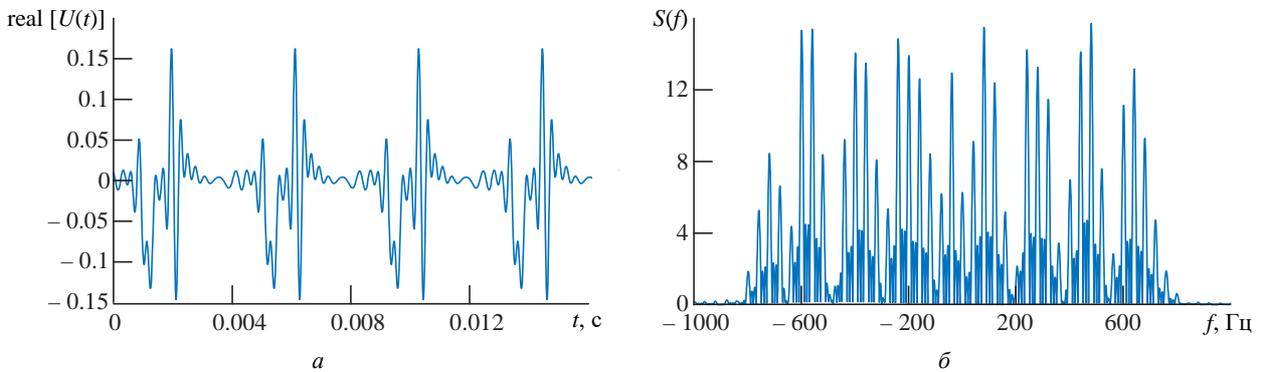


Рис. 14. Результаты моделирования сигнала, отраженного от пары соседних винтов: *a* – фрагмент сигнала; *б* – спектр фрагмента сигнала

Fig. 14. Simulation results of the reflected signal from a pair of neighboring propellers: *a* – fragment of the signal; *b* – spectrum of the signal fragment

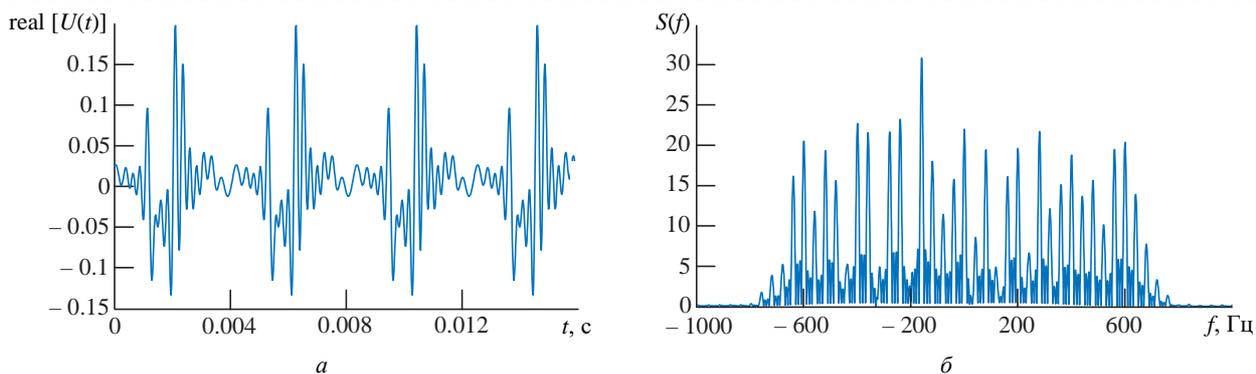


Рис. 15. Результаты моделирования сигнала, отраженного от 4 винтов квадрокоптера: *a* – фрагмент сигнала; *б* – спектр фрагмента сигнала

Fig. 15. Simulation results of the reflected signal from four drone propellers: *a* – fragment of the signal; *б* – spectrum of the signal fragment

– из-за существенного рассовмещения максимумов диаграмм рассеяния для передней и задней кромок симметричных лопастей в варианте 2 длительность сигнала возрастает.

На рис. 15 приведен результат моделирования сигнала, отраженного от всех 4 винтов квадрокоптера.

Заключение. Математическая модель сигнала, отраженного от винтов квадрокоптера, учитывает геометрические параметры схемы расположения передающей и приемной антенн бистатической РЛС, а также геометрические параметры винтов квадрокоптера и их разнос в пространстве. Особенностью модели является точный учет условий наблюдения каждой кромки лопастей для всех винтов как со стороны приемной антенны, так и со стороны передающей антенны бистатической РЛС.

Математическая модель отраженного сигнала разработана и исследована в двух вариантах. В варианте 1 лопасть представляется совокупностью изотропных отражателей, расположенных на параллельных прямых отрезках на передней и задней кромках лопасти. В варианте 2 лопасть представляется совокупностью изотропных отражателей, расположенных на

прямых отрезках на передней и задней кромках лопасти, которые непараллельны. Кроме того, в варианте 2 плоскость, проходящая через отрезки на кромках, имеет наклон относительно горизонтальной плоскости. В итоге представление лопасти в варианте 2 приближается к реальной лопасти квадрокоптера.

Результаты моделирования позволяют сформировать ясное представление об особенностях временной и спектральной структур сигнала, отраженного от отдельных кромок лопастей и совокупности винтов квадрокоптера.

Математическая модель сигнала, отраженного от винтов квадрокоптера, является математической основой для разработки алгоритмов обращенного синтеза апертуры антенны, которые обеспечат построение изображений винтов квадрокоптера в бистатической РЛС. Радиолокационные изображения винтов являются основой принятия решений о наличии или отсутствии квадрокоптера в разрешаемом объеме, содержащем несколько объектов (например, сочетаний из состава "автотранспортные средства", "люди", "квадрокоптеры"), а также решений "одиночный квадрокоптер" и "группа квадрокоптеров".

Список литературы

1. Improving of the drones group control system / T. Y. Morozova, I. A. Ivanova, V. V. Nikonov, A. A. Grishin // Intern. J. of Advanced Studies. 2015. Vol. 5, № 1. P. 14–18. doi: 10.12731/2227-930X-2015-1-4
2. Дьяченко А. А. Задача формирования строя в группе БПЛА // Изв. ЮФУ. Технические науки. 2012. № 3. С. 22–30.
3. Sabziev E. A control algorithm for joint flight of

a group of drones // Scientific J. of Silesian University of Technology. Ser. Transport. 2021. Vol. 110. P. 157–167. doi: 10.20858/sjsutst.2021.110.13.

4. Chen V. C., Martorella M. Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging: Principles, Algorithms and Applications. Raleigh, USA: SciTech Publishing, 2014. 303 p. doi: 10.1049/SBRA504E

5. Ozdemir C. Inverse Synthetic Aperture Radar

Imaging with MATLAB Algorithms. 2nd ed. Hoboken, USA: John Wiley and Sons, 2021. 672 p.

6. Unblurring ISAR Imaging for Maneuvering Target Based on UFGAN / W. Li, Y. Yuan, Y. Zhang, Y. Luo // *Remote Sens.* 2022. Vol. 14, iss. 20. P. 5270. doi: 10.3390/rs14205270

7. Research on Bi-ISAR Sparse Aperture High Resolution Imaging Algorithm under Low SNR / H. Zhu, W. Hu, B. Guo, L. Jiao, X. Zhu, C. Zhu // *Electronics.* 2022. Vol. 11, iss. 18. Art. 2856. doi: 10.3390/electronics11182856

8. Rong J. J., Wang Y., Han T. Iterative Optimization-based ISAR Imaging with Sparse Aperture and Its Application in Interferometric ISAR Imaging // *IEEE Sens. J.* 2019. Vol. 19, iss. 19. P. 8681–8693. doi: 10.1109/JSEN.2019.2923447

9. Bullard B. D., Dowdy P. C. Pulse Doppler signature of a rotary-wing aircraft // *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine.* 1991. Vol. 6, iss. 5. P. 28–30. doi: 10.1109/62.79675

10. Tikkinen J. M., Helander E. E., Visa A. J. E. Joint utilization of incoherently and coherently integrated radar signal in helicopter categorization // *IEEE Intern. Radar Conf. Arlington, VA, USA.* 9–12 May

2005. Piscataway: IEEE, 2005. P. 540–545. doi: 10.1109/RADAR.2005.1435885

11. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов / М. Е. Варганов, Ю. С. Зиновьев, Л. Ю. Астанин, А. А. Костылев; под ред. Л. Т. Тучкова. М.: Радио и связь, 1985. 234 с.

12. Plotnitskaya E., Vorobev E., Veremyev V. I. Simulation of Bistatic Signatures from Rotating Blades of Aerial Targets // 2021 IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). St. Petersburg, Moscow, Russia, 26–29 Jan. 2021. IEEE, 2021. P. 1663–1667. doi: 10.1109/ElConRus51938.2021.9396233

13. Гейстер С. Р., Нгуен Т. Т. Математические модели радиолокационного сигнала, отраженного от несущего винта вертолета, в приложении к обращенному синтезу апертуры // *Изв. вузов России. Радиоэлектроника.* 2019. Т. 22, № 3. С. 74–87. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-74-87

14. Бартон Д. Радиолокационные системы / пер. с англ. П. Горохова, О. Казакова, А. Тупицына. М.: Воениздат, 1967. 480 с.

15. Бакулев П. А. Радиолокация движущихся целей. М.: Сов. радио, 1964. 336 с.

Информация об авторах

Плотницкая Екатерина Сергеевна – магистр по направлению "Радиотехника" (2023), аспирантка Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), инженер НИИ "Прогноз". Автор 8 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокационное распознавание.

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

Гейстер Сергей Романович – доктор технических наук (2004), профессор (2006), ведущий научный сотрудник ОАО "АЛЕВКУРП". Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – построение радиотехнических систем различного назначения; радиолокационное распознавание; адаптивная обработка сигналов; радиоэлектронная защита.

Адрес: ОАО "АЛЕВКУРП", ул. Московская, д. 1а, Королев стан, 223050, Республика Беларусь
E-mail: hsr_1960@yahoo.com

Веремьев Владимир Иванович – кандидат технических наук (2000), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), директор НИИ "Прогноз". Автор более 130 научных работ. Сфера научных интересов – комплексный экологический мониторинг; комплексные вопросы построения радиолокационных систем; многодиапазонные многопозиционные радиолокационные комплексы для мониторинга воздушного пространства и морской поверхности.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: vervladiv@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0001-8167-6616>

References

1. Morozova T. Y., Ivanova I. A., Nikonov V. V., Grishin A. A. Improving of The drones Group Control System. *Intern. J. of Advanced Studies.* 2015, vol. 5, no. 1, pp. 14–18. doi: 10.12731/2227-930X-2015-1-4

2. D'yachenko A. A. *Sposob formirovaniya stroya v gruppe BPLA* [The Task of Forming a Formation in a

Group of UAVs]. *Izvestia SFedU. Engineering sciences.* 2012, no. 3, pp. 22–30. (In Russ.)

3. Sabziev E. A Control Algorithm for Joint Flight of a Group Of Drones. *Scientific J. of Silesian University of Technology. Series Transport.* 2021, vol. 110, pp. 157–167. doi: 10.20858/sjsutst.2021.110.13

4. Chen V. C., Martorella M. *Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging: Principles, Algorithms, and Applications*. Raleigh, USA, SciTech Publishing, 2014, 303 p. doi: 10.1049/SBRA504E
5. Ozdemir C. *Inverse Synthetic Aperture Radar Imaging with MATLAB Algorithms*. 2nd ed. Hoboken, USA, John Wiley and Sons, 2021, 672 p.
6. Li W., Yuan Y., Zhang Y., Luo, Y. Unblurring ISAR Imaging for Maneuvering Target Based on UFGAN. *Remote Sens.* 2022, vol. 14, iss. 20, p. 5270. doi: 10.3390/rs14205270
7. Zhu H., Hu W., Guo B., Jiao L., Zhu X., Zhu C. Research on Bi-ISAR Sparse Aperture High Resolution Imaging Algorithm under Low SNR. *Electronics*. 2022, vol. 11, iss. 18, art. 2856. doi: 10.3390/electronics11182856
8. Rong J. J., Wang Y., Han T. Iterative Optimization-based ISAR Imaging with Sparse Aperture and Its Application in Interferometric ISAR Imaging. *IEEE Sens. J.* 2019, vol. 19, iss. 19, pp. 8681–8693. doi: 10.1109/JSEN.2019.2923447
9. Bullard B. D., Dowdy P. C. Pulse Doppler Signature of a Rotary-Wing Aircraft. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*. 1991, vol. 6, iss. 5, pp. 28–30. doi: 10.1109/62.79675
10. Tikkinen J. M., Helander E. E., Visa A. J. E. Joint Utilization of Incoherently and Coherently Integrated Radar Signal in Helicopter Categorization. *IEEE Intern. Radar Conf. Arlington, VA, USA. 9–12 May 2005*. Piscataway, IEEE, 2005, pp. 540–545. doi: 10.1109/RADAR.2005.1435885
11. Varganov M. E., Zinov'ev Yu. S., Astanin L. Yu., Kostylev A. A. *Radiolokatsionnyye kharakteristiki letatel'nykh apparatov* [Radar Characteristics of Air-craft]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1985, 234 p. (In Russ.)
12. Plotnitskaya E., Vorobev E., Veremyev V. I. Simulation of Bistatic Signatures from Rotating Blades of Aerial Targets. 2021 IEEE Conf. of Russ. Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). St. Petersburg, Russia, 26–29 January 2021. IEEE, 2021, pp. 1663–1667. doi: 10.1109/ElConRus51938.2021.9396233
13. Heister S. R., Nguyen T. T. Mathematical Models of the Radar Signal Reflected from a Helicopter Main Rotor in Application to Inverse Synthesis of Antenna Aperture. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2019, vol. 22, no. 3, pp. 74–87. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-3-74-87
14. Barton D. K. *Radar System Analysis*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1964.
15. Bakulev P. A. *Radiolokatsiya dvizhushchikhsya tseley* [Radar Detection of Moving Targets]. Moscow, *Sovetskoye radio*, 1964, 336 p. (In Russ.).

Information about the author

Ekaterina S. Plotnitskaya – Master in Radio Engineering (2023, Saint Petersburg Electrotechnical University). Research student of Saint Petersburg Electrotechnical University, engineer of the Research Institute "Prognoz". The author of 8 scientific publications. Area of expertise: radar recognition.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5F, Professora Popova St., Saint Petersburg 197022, Russia
E-mail: katya.plotnitskaya@yandex.ru

Sergey R. Heister, Dr Sci. (Eng.) (2004), Professor (2006), Leading Researcher at the JSC "ALEVKURP". The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: construction of radio engineering systems for various purposes; radar recognition; adaptive signal processing; radioelectronic protective measures.

Address: JSG "ALEVKURP", 1a, Moscow St., Korolev Stan 223050, Republic of Belarus
E-mail: hsr_1960@yahoo.com

Vladimir I. Veremyev – Cand. Sci. (2000), Professor of the Department of Radio Engineering Systems in Saint Petersburg Electrotechnical University, Director of the Research Institute "Prognoz". The author of more than 130 scientific publications. Area of expertise: integrated environmental monitoring; complex issues of building radar systems; multi-band multi-position radar systems for airspace and sea surface monitoring.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5F, Professora Popova St., Saint Petersburg 197022, Russia
E-mail: vervladiv@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-8167-6616>

Исследование нелинейного логического элемента "исключающее ИЛИ-НЕ" на основе наведенного нелинейного сдвига фазы спиновых волн

Р. В. Гапончик^{1✉}, И. Ю. Таценко¹, В. В. Витько¹
А. А. Сташкевич², Т. Гото³, А. Б. Устинов¹

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

²Университет Сорбонна Париж Север, Вильтанёз, Франция

³Университет Тохоку, Сэндай, Япония

✉ferumno33@gmail.com

Аннотация

Введение. В последние годы наблюдается рост интереса к исследованию нелинейных свойств спиновых волн. Были исследованы такие нелинейные явления, как солитоны огибающей, нелинейный сдвиг собственных частот интенсивных спиновых волн и многие др. Однако ряд важных вопросов остается неизученным. Сюда можно отнести задачу исследования наведенного нелинейного сдвига фазы спиновых волн. Интерес к такому исследованию обусловлен необходимостью разработки спин-волновых логических элементов, управление которыми происходило бы с помощью изменения фазы рабочей спиновой волны.

Цель работы. Исследование нелинейного логического элемента "исключающее ИЛИ-НЕ", в основе работы которого лежит эффект наведенного нелинейного сдвига фазы рабочей спиновой волны.

Материалы и методы. С помощью оригинальной теории проводится моделирование амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) логического элемента "исключающее ИЛИ-НЕ". Обосновывается принцип его работы. С помощью векторного анализатора цепей экспериментально показывается возможность реализации логической функции "исключающее ИЛИ-НЕ" в схеме по типу спин-волнового интерферометра Маха–Цендера.

Результаты. Проведено экспериментальное исследование наведенного нелинейного сдвига фазы рабочих сигналов, падающих на идентичные нелинейные спин-волновые фазовращатели (НФВ), расположенные в плечах логического элемента. Показано, что с ростом мощности сигнала накачки до 60 мВт, подающегося на нелинейные фазовращатели, происходит наведенный нелинейный сдвиг фазы рабочего сигнала более, чем на 180°, что обуславливает возможность использования НФВ для построения спин-волновых логических элементов. Также экспериментально исследован принцип действия спин-волнового логического элемента. Показано, что в низкочастотной области АЧХ устройства реализуется логическая функция "исключающее ИЛИ-НЕ".

Заключение. Проведено численное моделирование характеристик спин-волнового логического элемента "исключающее ИЛИ-НЕ", построенного по схеме интерферометра Маха–Цендера. Показано, что логические функции выполняются за счет эффекта наведенного нелинейного сдвига фазы спиновых волн в нелинейных фазовращателях, расположенных в разных плечах логического элемента.

Ключевые слова: спиновые волны, нелинейный логический элемент, пленка железиттриевого граната

Для цитирования: Исследование нелинейного логического элемента "исключающее ИЛИ-НЕ" на основе наведенного нелинейного сдвига фазы спиновых волн / Р. В. Гапончик, И. Ю. Таценко, В. В. Витько, А. А. Сташкевич, Т. Гото, А. Б. Устинов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 54–63. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-54-63

Источник финансирования. Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и ЯОПН, проект № 21-52-50006

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 26.10.2023; принята к публикации после рецензирования 27.11.2023; опубликована онлайн 29.12.2023

Investigation of a Nonlinear XNOR Logic Gate Based on an Induced Nonlinear Phase Shift of Spin Waves

Roman V. Haponchyk¹✉, Ivan Yu. Tatsenko¹, Vitalii V. Vitko¹,
Andrey A. Stashkevich², Taichi Goto³, Alexey B. Ustinov¹

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²Université Sorbonne Paris Nord, Villetaneuse, France

³Tohoku University, Sendai, Japan

✉ferumno33@gmail.com

Abstract

Introduction. Recent years have seen a growing interest in studying the nonlinear properties of spin waves. Nonlinear phenomena, such as envelope solitons, nonlinear frequency shifts of intense spin waves, and etc., have attracted particular attention. However, a number of important issues remain to be underexplored, including the problem of induced nonlinear phase shift of spin waves. The relevance of this problem is related to the need to develop spin-wave logic gates that could be controlled by changing the spin wave phase.

Aim. To study a nonlinear XNOR logic gate whose operation is based on the induced nonlinear phase shift of a spin wave.

Materials and methods. An original theory is used to simulate the frequency response of a nonlinear XNOR logic gate. The operating principle of the nonlinear XNOR logic gate is substantiated. The possibility of implementing the nonlinear XNOR logic gate in a circuit similar to a spin-wave Mach-Zehnder interferometer is experimentally demonstrated.

Results. An experimental study of the induced nonlinear phase shift of operating signals incident on identical nonlinear spin-wave phase shifters located in the arms of the logic gate was carried out. It is shown that an increase in the pump signal power up to 60 mW, supplied to nonlinear phase shifters, changes the induced nonlinear phase shift of the operating signal by more than 180°. Hence, nonlinear phase shifters can be used for constructing spin-wave logic gates. In addition, the operating principle of a spin-wave logic gate was experimentally studied. It is shown that the XNOR logical function is implemented in the low-frequency part of the device's frequency response characteristic.

Conclusion. Numerical simulation of the characteristics of a nonlinear XNOR logic gate based on the Mach-Zehnder interferometer circuit was carried out. It is shown that its logical functions are implemented due to the effect of an induced nonlinear phase shift of spin waves in nonlinear phase shifters located in different arms of the logic gate.

Keywords: spin waves, nonlinear logic gate, yttrium iron garnet (YIG) films

For citation: Haponchyk R. V., Tatsenko I. Yu., Vitko V. V., Stashkevich A. A., Goto T., Ustinov A. B. Investigation of a Nonlinear XNOR Logic Gate Based on an Induced Nonlinear Phase Shift of Spin Waves. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 6, pp. 54–63. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-54-63

Acknowledgments. The reported study was funded by RFBR and JSPS, project no. 21-52-50006.

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

Submitted 26.10.2023; accepted 27.11.2023; published online 29.12.2023

Введение. Одним из актуальных разделов в современной науке является магноники – новое направление спинтроники и спин-волновой электроники, изучающее перенос информации в твердотельных периодических и однородных магнитных структурах с помощью магнонов – квантов спиновых волн (СВ) [1]. Характеристики СВ могут изменяться в зависимости от многих параметров, включая выбор магнитного материала, формы образца, а также в зависимости от ориентации и напряженности магнитно-

го поля по отношению к образцу [2]. Все это в сочетании с широким набором линейных и нелинейных свойств СВ делает магнонику перспективным направлением для различного рода исследований и разработок.

При исследовании СВ до недавнего времени основное внимание уделялось изучению их линейного распространения в магнитных периодических структурах [3–9], получивших в начале первого десятилетия XXI в. название "магнонных кристаллов" по аналогии с фотон-

Исследование нелинейного логического элемента "исключающее ИЛИ-НЕ"

55

на основе наведенного нелинейного сдвига фазы спиновых волн

Investigation of a Nonlinear XNOR Logic Gate Based on an Induced Nonlinear Phase Shift of Spin Waves

ными кристаллами [1]. На основе периодических и однородных магнитных пленочных волноводов были разработаны элементы магنونной логики [10], имеющие конструкцию спин-волнового интерферометра [11].

В последнее десятилетие наблюдается возрастание интереса к исследованию нелинейных свойств СВ, распространяющихся в ферромагнитных пленках. Были исследованы такие нелинейные явления, как солитоны огибающей [12–14], нелинейный сдвиг собственных частот интенсивных СВ [15] и наведенный нелинейный сдвиг фазы СВ в ферромагнитных пленках [16] и магنونных кристаллах [17]. Исследования наведенного нелинейного сдвига фазы СВ обусловлены необходимостью разработки спин-волновых (магنونных) логических схем, в которых выходной магنونный сигнал предыдущего логического элемента управлял бы магنونным сигналом последующего логического элемента [18].

Моделирование характеристик спин-волнового логического элемента. Элемент спин-волновой логики, который описывается в настоящей статье, построен по схеме нелинейного интерферометра типа Маха–Цендера. В плечах нелинейного интерферометра содержатся нелинейные спин-волновые фазовращатели – элементы, отвечающие за изменение фазы рабочей СВ. Фаза сигнала на выходе таких фазовращателей зависит от мощности сверхвысокочастотного (СВЧ) сигнала накачки, а также от параметров ферромагнитной пленки.

Общая блок-схема элементов магنونной логики представлена на рис. 1. Элементы име-

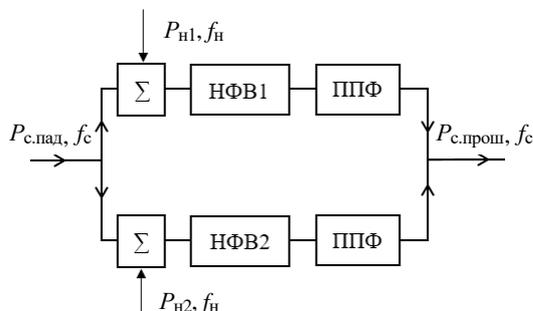


Рис. 1. Блок-схема нелинейного элемента магنونной логики, управляемого сигналами накачки

Fig. 1. Block-diagram of the nonlinear magnonic logic gate controlled by pump signals

ют вид двухплечевой мостовой схемы. Схема состоит из делителя СВЧ-мощности, двух нелинейных спин-волновых фазовращателей НФВ1 и НФВ2, сумматоров СВЧ-мощности, а также полосно-пропускающих фильтров ППФ, используемых для подавления сигнала накачки. Работа нелинейного логического элемента заключается в прохождении двух рабочих СВЧ-сигналов сравнительно малой амплитуды на частоте f_c в его разных плечах и приобретении определенных фазовых сдвигов. Далее 2 этих сигнала суммируются и интерферируют. Приобретенные фазовые сдвиги в НФВ1 и НФВ2 управляются подачей сигнала накачки на частоте f_n . В результате сложения рабочих сигналов с разными фазами изменяется уровень мощности выходного сигнала логического элемента. В зависимости от начального соотношения разности фаз интерферирующих сигналов такая схема может реализовывать ту или иную логическую функцию.

Моделирование характеристик логических элементов проводилось с учетом модели наведенного нелинейного сдвига фазы СВ. Мощность выходного сигнала рассчитывалась по формуле для интерференции волн:

$$P_{с.прош} = P_{прош1} + P_{прош2} + 2\sqrt{P_{прош1}P_{прош2}} \cos(\Delta\varphi),$$

где $P_{прош1}$ и $P_{прош2}$ – мощности рабочих сигналов, прошедших через первое и второе плечо; $\Delta\varphi = \varphi_1 + \varphi_{INL1} - \varphi_2 - \varphi_{INL2}$ – разность фаз складываемых сигналов, которая является функцией частоты и мощностей сигналов накачки $P_{н1}$ и $P_{н2}$; φ_1 и φ_2 – линейные фазовые набег, приобретаемые в НФВ1 и НФВ2; φ_{INL1} и φ_{INL2} – наведенные нелинейные сдвиги фазы в НФВ1 и НФВ2. Наведенный нелинейный сдвиг фазы СВ в нелинейных фазовращателях рассчитывался с помощью модели, приведенной в [16].

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) логического элемента (по мощности) рассчитывалась по формуле

$$H = \frac{P_{с.прош}}{P_{с.пад}}$$

где $P_{с.прош}$ – мощность с выхода логического элемента; $P_{с.пад}$ – мощность, подающаяся на вход логического элемента.

С использованием данного подхода был промоделирован нелинейный логический элемент "исключающее ИЛИ-НЕ". Данная функция реализуется подачей на НФВ1 и НФВ2 мощностей накачки в соответствии с таблицей истинности выбранной функции. Здесь и далее за мощность будем принимать значения безразмерного квадрата амплитуды СВ накачки $|U_{\omega 2}|^2$. Когда на НФВ1 подается мощность накачки, равная 0.028 о. е., на выходе логического элемента реализуется логическая "1", при подаче мощности, равной 0 о. е. – реализуется логический "0". Второй НФВ2 работает по аналогичному принципу. Линейный рабочий сигнал, проходя плечи интерферометра, приобретает дополнительный наведенный нелинейный сдвиг фазы. Далее 2 сигнала с измененными фазами суммируются либо в противофазе с получением на выходе слабого сигнала, который соответствует логическому "0", либо синфазно с получением на выходе сравнительно сильного сигнала, соответствующего логической "1". Промоделированная АЧХ данного элемента представлена на рис. 2. Параметры, используемые при расчете: тип волны – поверхностная СВ, внешнее подмагничивающее поле

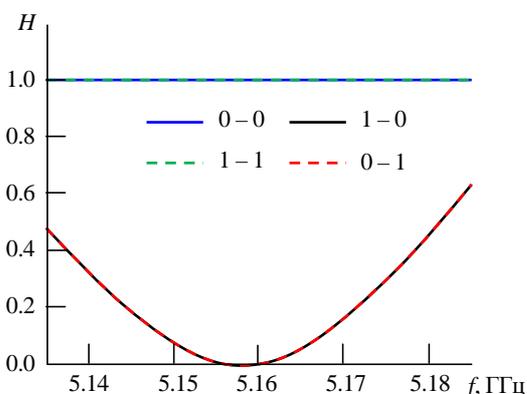


Рис. 2. АЧХ логического элемента, полученная при моделировании логической функции "исключающее ИЛИ-НЕ"

Fig. 2. Simulated frequency response of the XNOR logic gate

Исследование нелинейного логического элемента "исключающее ИЛИ-НЕ" на основе наведенного нелинейного сдвига фазы спиновых волн
Investigation of a Nonlinear XNOR Logic Gate Based on an Induced Nonlinear Phase Shift of Spin Waves

$H = 87\,500$ А/м; намагниченность насыщения пленки железиттриевого граната (ЖИГ) $M = 0.2$ Тл; расстояние между антеннами в НФВ1, 2 одинаковое и равно $d_{1,2} = 3$ мм; полуширина кривой ферромагнитного резонанса $\Delta H = 47.7$ А/м; толщина пленки ЖИГ $L = 5.5$ мкм. Частоты рабочего сигнала лежали в диапазоне от 5.135 до 5.185 ГГц, а частота сигнала накачки была равна 5.275 ГГц.

Экспериментальное исследование спин-волнового логического элемента. Структурная схема экспериментальной установки для измерений характеристик магнитного логического элемента показана на рис. 3. Цифрами обозначены: 1 – СВЧ-делитель; 2 – СВЧ-сумматоры; 3 – нелинейные фазовращатели; 4 – векторный анализатор цепей; 5 – СВЧ-генераторы; 6 – постоянные магниты.

Непрерывный рабочий СВЧ-сигнал низкой мощности с частотой f_c подавался с первого порта векторного анализатора цепей 4 на делитель 1, минуя делитель сигналы падали на сумматоры 2. Непрерывные СВЧ-сигналы накачки создавались СВЧ-генераторами 5, затем они подавались на сумматоры 2, где суммировались с рабочим сигналом. После прохождения сумматоров оба сигнала подавались на вход экспериментальных макетов НФВ1, 2 3, которые находились в постоянном магнитном поле магнитов 6. С выхода фазовращателей сигналы суммировались и уходили на второй порт векторного анализатора цепей, в котором при измерении АЧХ в полосе частот рабочих сигналов сигнал накачки отфильтровывался.

Нелинейные фазовращатели (рис. 4) имели практически одинаковые конструктивные пара-

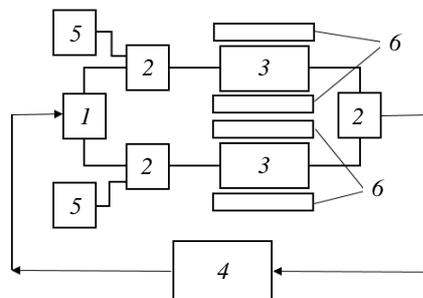


Рис. 3. Структурная схема экспериментальной установки

Fig. 3. Diagram of the experimental setup

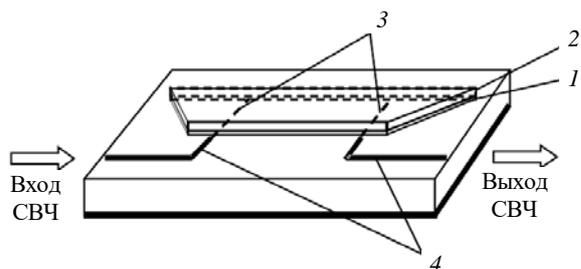


Рис. 4. Макет нелинейного фазовращателя на пленке ЖИГ
 Fig. 4. Diagram of a nonlinear phase shifter based on an YIG film

метры. Они были изготовлены на основе пленок ЖИГ 1, эпитаксиально выращенных на подложках галлий-гадолиниевого граната 2. Возбуждение и прием СВЧ в НФВ осуществлялись микрополосковыми антеннами 3. Длина микрополосковых антенн была 2 мм, а их ширина составляла 50 мкм. Микрополосковые линии 4 с волновым сопротивлением 50 Ом использовались для подвода СВЧ-сигнала к входной антенне и отвода прошедшего СВЧ-сигнала от выходной антенны.

Эксперимент проводился с поверхностными СВ. Для этого были изготовлены две одинаковые пленки ЖИГ толщиной $L = 5.7$ мкм. Расстояние между микрополосковыми антеннами было 7 мм. Намагниченность насыщения пленки составляла 0.175 Тл, полуширина кривой ферромагнитного резонанса равнялась 23.8 A/M . Напряженность внешнего подмагничивающего поля была $93\,600 \text{ A/M}$.

Измерения проводились в несколько этапов. На первом этапе вход и выход экспериментальных макетов НФВ подключались напрямую к

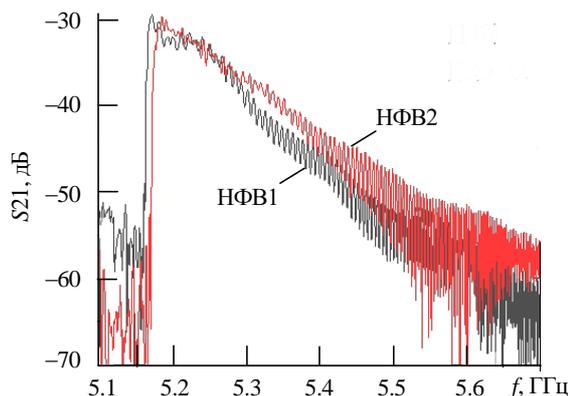


Рис. 5. АЧХ макетов НФВ

Fig. 5. NPS frequency response

векторному анализатору цепей. Измерялись АЧХ исследуемых НФВ (рис. 5). Измерения проводились для случая линейного распространения СВ в НФВ. При этом мощность тестового сигнала от векторного анализатора цепей составляла 0.1 мВт.

Второй этап заключался в измерении наведенного нелинейного сдвига фазы рабочего сигнала с частотой $f_c = 5.2106$ ГГц в фазовращателях НФВ1 и НФВ2. Для этого оба макета подключались к измерительной схеме. Результаты показывают, что при подаче сигнала накачки с частотой $f_{H1} = 5.5$ ГГц на НФВ1 в нем возникает наведенный нелинейный сдвиг фазы рабочего сигнала, зависящий от мощности накачки (рис. 6, а). Это приводит к значительному изменению коэффициента передачи логического элемента в низкочастотной области АЧХ (рис. 7). При $P_H = 56$ мВт синфазная интерфе-

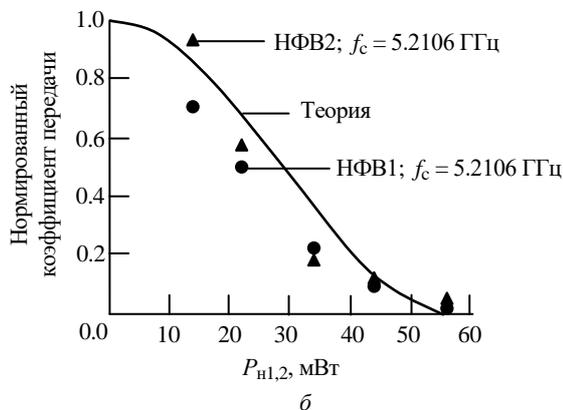
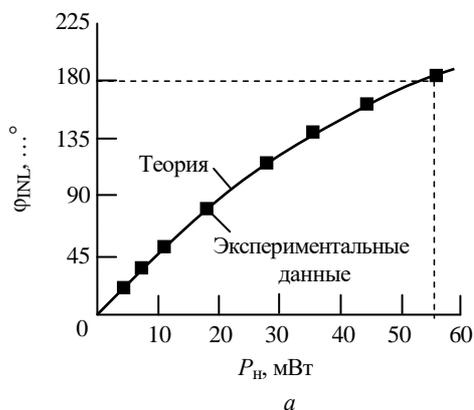


Рис. 6. Зависимости наведенного нелинейного сдвига фазы рабочего сигнала от мощности сигнала накачки в НФВ1 (а) и нормированного коэффициента передачи логического элемента от мощностей накачки, подававшихся на НФВ1 и НФВ2 (б)

Fig. 6. Induced nonlinear phase shift of the probe signal versus power of the pump signal in NPS1 (а) and the normalized transmission coefficient of the logic gate versus pump powers supplied to NPS1 and NPS2 (б)

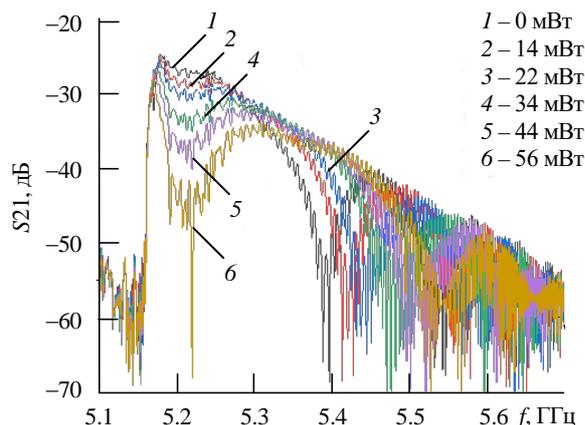


Рис. 7. Изменение АЧХ интерферометра в зависимости от значения мощности сигнала накачки, падающего на НФВ1

Fig. 7. Change in the frequency response of the interferometer depending on the incident on NPS1 power of the pump signal

ренция СВ изменяется на противофазную. Это приводит к уменьшению нормированного коэффициента передачи от 1 до 0 (рис. 6, б). Аналогичный эффект возникал в НФВ2.

Далее оба макета НФВ1 и НФВ2 подключались к схеме, изображенной на рис. 3. Проводились измерения АЧХ логического элемента в условиях воздействия сигналом накачки частотой $f_{H1} = 5.5$ ГГц на НФВ1 при $P_{H2} = 0$ мВт. Измерения проводились для нескольких значений мощности сигнала накачки. Измеренные зависимости представлены на рис. 7.

На предпоследнем этапе исследовалась АЧХ логического элемента в условиях воздействия сигналом накачки частотой $f_{H2} = f_{H1} = 5.5$ ГГц на НФВ2 при $P_{H1} = 0$ мВт. Отметим, что сигналы накачки брались от разных СВЧ-генераторов. Измеренные зависимости представлены на рис. 8. Видно, что при подаче сигнала накачки на НФВ2 в низкочастотной области АЧХ возникает подавление СВЧ-сигнала, как и в предыдущем случае.

На последнем этапе оба макета подключались к интерференционной схеме и проводились измерения логического элемента, выполняющего функцию "исключающее ИЛИ-НЕ". Принцип действия элемента заключается в следующем. В отсутствие управляющих сигналов накачки потери входного рабочего сигнала сравнительно низкие и составляют около 30 дБ (кривая 3 на рис. 9). Если на один из НФВ подается сигнал накачки частотой $f_{H1,2} = 5.5$ ГГц

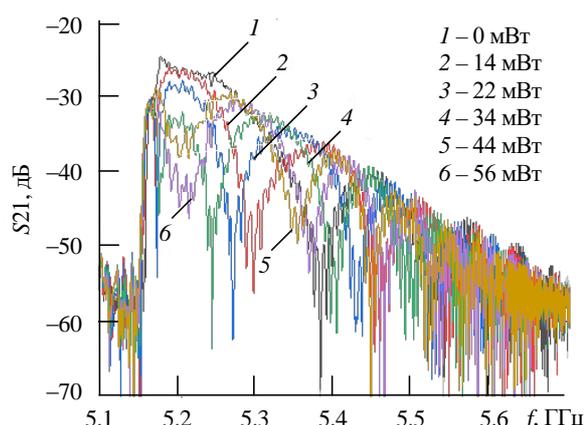


Рис. 8. Изменение АЧХ интерферометра в зависимости от значения мощности сигнала накачки, падающего на НФВ2

Fig. 8. Change in the frequency response of the interferometer depending on the incident on NPS2 power of the pump signal

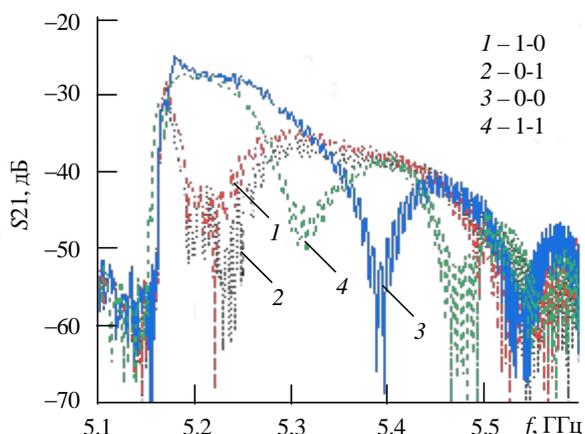


Рис. 9. Экспериментальная демонстрация работы логического элемента, выполняющего функцию "исключающее ИЛИ-НЕ"

Fig. 9. Experimental demonstration of the operation of the XNOR logic gate

и мощностью около 56 мВт, выходной сигнал устройства заметно ослабляется. Вносимые потери возрастают до 45 дБ (кривые 1 и 2 на рис. 9). При одновременной подаче сигналов накачки с частотами $f_{H1} = f_{H2} = 5.5$ ГГц на оба НФВ уровень ослабления уменьшается и опять приближается к 30 дБ (кривая 4 на рис. 9). Таким образом, результаты показывают, что в низкочастотной области АЧХ устройства реализуется логическая функция "исключающее ИЛИ-НЕ".

Заключение. Проведено численное моделирование характеристик спин-волнового логического элемента "исключающее ИЛИ-НЕ", построенных по схеме интерферометра Маха-Цендера. Показано, что логическая функция выполняется за счет эффекта наведенного нелинейного сдвига

фазы СВ в нелинейных фазовращателях, расположенных в разных плечах логического элемента.

Проведено экспериментальное исследование наведенного нелинейного сдвига фазы рабочих сигналов, падающих на идентичные нелинейные спин-волновые фазовращатели, расположенные в плечах логического элемента. Показано, что с ростом мощности сигнала накачки, подающегося на НФВ, до 60 мВт происходит наведенный нелинейный сдвиг фазы рабочего сигнала более, чем на 180° , что обуславливает возможность использования НФВ для построения спин-волновых логических элементов.

Экспериментально исследован принцип действия магنونного логического элемента. Показано, что в низкочастотной части АЧХ устройства реализуется логическая функция "исключающее ИЛИ-НЕ". В отсутствие управляющих сигналов накачки потери входного рабочего сигнала сравнительно низкие, а при подаче на один из НФВ сигнала накачки определенной мощности выходной сигнал устройства значительно ослабляется. При одновременной подаче сигналов накачки на оба НФВ уровень ослабления остается сравнительно низким.

Авторский вклад

Гапончик Роман Валерьевич – подготовка статьи; проведение моделирования и экспериментальных исследований.

Таценко Иван Юрьевич – сборка и подготовка измерительных стендов; настройка измерительного оборудования.

Витько Виталий Валерьевич – подготовка программ для моделирования характеристик НФВ.

Сташкевич Андрей Александрович – анализ литературы по теме исследования; разработка методик проведения экспериментов; обсуждение результатов.

Гото Таичи – анализ литературы по теме исследования; обсуждение результатов.

Устинов Алексей Борисович – постановка задачи; обсуждение результатов; руководство научными исследованиями; подготовка статьи.

Author's contribution

Roman V. Haponchyk, preparation of the paper text; carrying out modeling and experimental studies.

Ivan Yu. Tatsenko, assembly and servicing of measuring setups.

Vitalii V. Vitko, carrying out numerical modeling of the NFS.

Andrey A. Stashkevich, literature review; development of research methods; discussion of the results.

Taichi Goto, literature review; discussion of the results.

Alexey B. Ustinov, definition of research scopes; discussion of the results; management of the work; preparation of the paper text.

Список литературы

1. Nikitov S. A., Tailhades P., Tsai C. S. Spin waves in periodic magnetic structures – magnonic crystals // J. of Magnetism and Magnetic Materials. 2001. Vol. 236, № 3. P. 320–330. doi: 10.1016/S0304-8853(01)00470-X

2. Магноника – новое направление спинтроники и спин-волновой электроники / С. А. Никитов, Д. В. Калябин, И. В. Лисенков, А. Н. Славин, Ю. Н. Барабаненков, С. А. Осокин, А. В. Садовников, Е. Н. Бегинин, М. А. Морозова, Ю. П. Шараевский, Ю. А. Филимонов, Ю. В. Хивинцев, С. Л. Высокский, В. К. Сахаров, Е. С. Павлов // Успехи физ. наук. 2015. Т. 185, № 10. С. 1099–1128. doi: 10.3367/UFNe.0185.201510m.1099

3. Вороненко А. В., Герус С. В. Взаимодействие поверхностных магнитостатических волн с пространственно-периодическим магнитным полем // Письма в Журн. техн. физики. 1984. Т. 10, № 12. С. 746–748.

4. Kolodin P. A., Hillebrands B. Spin-wave propagation across periodically corrugated thin metallic ferromagnetic

films // J. of magnetism and magnetic materials. 1996. Vol. 161. P. 199–202. doi: 10.1016/S0304-8853(96)00019-4

5. Ferromagnetic films with magnon bandgap periodic structures: Magnon crystals / Yu. V. Gulyaev, S. A. Nikitov, L. V. Zhivotovskii, A. A. Klimov, Ph. Tailhades, L. Presmanes, C. Bonningue, C. S. Tsai, S. L. Vysotskii, Yu. A. Filimonov // J. of Experimental and Theoretical Physics Let. 2003. Vol. 77, № 10. P. 670–674. doi: 10.1134/1.1595698

6. Локк Э. Г. Дисперсия магнитостатических волн в композитной структуре феррит-решетка металлических полосок // Радиотехника и электроника. 2003. Т. 48, № 12. С. 1484–1494.

7. Krawczyk M., Puzkarski H. Plane-wave theory of three-dimensional magnonic crystals // Physical Review B. 2008. Vol. 77, № 5. P. 054437. doi: 10.1103/PhysRevB.77.054437

8. Григорьева Н. Ю., Калиникос Б. А. Дисперсионные характеристики спиновых волн в планарных периодических структурах на основе ферро-

магнитных пленок // Журн. техн. физики. 2009. Т. 79, № 8. С. 110–117.

9. Высоцкий С. Л., Никитов С. А., Новицкий Н. Н. Спектр и потери поверхностных магнитостатических волн в одномерном магнетонном кристалле // Журн. техн. физики. 2011. Т. 81, № 2. С. 150–152.

10. Spin-wave logical gates / M. P. Kostylev, A. A. Serga, T. Schneider, B. Leven, B. Hillebrands // Applied Physics Let. 2005. Vol. 87, № 15. P. 153501. doi: 10.1063/1.2089147

11. Fetisov Y. K., Patton C. E. Microwave bistability in a magnetostatic wave interferometer with external feedback // IEEE transactions on magnetics. 1999. Vol. 35, № 2. P. 1024–1036. doi: 10.1109/20.748850

12. Устинов А. Б., Григорьева Н. Ю., Калинин Б. А. Наблюдение солитонов огибающей спиновых волн в периодических магнитных пленочных структурах // Письма в журн. экспериментальной и теоретической физики. 2008. Т. 88, № 1. С. 34–39. doi: 10.1134/S0021364008130079

13. Морозова М. А., Шараевский Ю. П., Шешукова С. Е. Механизмы формирования солитонов огибающей в периодических ферромагнитных структурах // Изв. вузов. Прикладная нелинейная динамика.

2010. Т. 18, № 5. С. 113–124. doi: 10.18500/0869-6632-2010-18-5-111-120

14. Self-generation of chaotic dissipative soliton trains in active ring resonator with 1-D magnonic crystal / S. V. Grishin, Yu. P. Sharaevskii, S. A. Nikitov, E. N. Beginin, S. E. Sheshukova // IEEE transactions on magnetics. 2011. Vol. 47, № 10. P. 3716–3719. doi: 10.1109/TMAG.2011.2158293

15. Ustinov A. B., Drozdovskii A. V., Kalinikos B. A. Multifunctional nonlinear magnonic devices for microwave signal processing // Applied Physics Let. 2010. Vol. 96, № 14. P. 142513. doi: 10.1063/1.3386540

16. Induced nonlinear phase shift of spin waves for magnonic logic circuits / A. B. Ustinov, N. A. Kuznetsov, R. V. Haponchuk, E. Lahderanta, T. Goto, M. Inoue // Applied Physics Let. 2021. Vol. 119, № 19. P. 192405. doi: 10.1063/5.0074824

17. Haponchuk R. V., Ustinov A. B. Nonlinear phase shifts induced by pumping spin waves in magnonic crystals // Applied Physics Let.. 2023. Vol. 122, № 21. P. 212401. doi: 10.1063/5.0153392

18. Fan-out enabled spin wave majority gate / A. Mahmoud, F. Vanderveken, C. Adelmann, F. Ciubotaru, S. Hamdioui, S. Cotofana // Aip Advances. 2020, vol. 10, № 3. doi: 10.1063/1.5134690

Информация об авторах

Гапончик Роман Валерьевич – аспирант 4-го года по направлению "Радиофизика" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – магноника; радиофотоника; нелинейные волновые процессы.

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

E-mail: ferumno33@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-8764-7100>

Таценко Иван Юрьевич – аспирант 4-го года по направлению "Радиофизика" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – радиофотоника; оптоэлектронные генераторы СВЧ.

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

E-mail: abitur.tatsenko@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6320-9352>

Витько Виталий Валерьевич – кандидат физико-математических наук (2017), доцент (2020) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – линейные и нелинейные волновые процессы для применения в радиофотонике.

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

E-mail: vitaliy.vitko@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-8743-7528>

Сташкевич Андрей Александрович – доктор физико-математических наук (1995), заслуженный профессор Галилеевского института (Institut Galilée) Университета Сорбонна Париж Север (Лаборатория физико-химических свойств материалов LSPM). Автор более 100 научных публикаций. Сфера научных интересов – спинтроника; магноника; мандельштам-бриллюэновская спектроскопия; радиофотоника.

Адрес: Лаборатория физико-химических свойств материалов, LSPM – CNRS UPR3407, Ж. Б. Клемана авеню, д. 99, Вилльтанёз, 93 430, Франция

E-mail: stachkevitch@univ-paris13.fr

Таичи Гото – доктор философии в инженерии (2011), доцент (2022) Института электросвязи Университета Тохоку. Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – магنونная логика; физика твердого тела; магнитооптика.

Исследование нелинейного логического элемента "исключающее ИЛИ-НЕ"

на основе наведенного нелинейного сдвига фазы спиновых волн

Investigation of a Nonlinear XNOR Logic Gate Based on an Induced Nonlinear Phase Shift of Spin Waves

Адрес: Институт электросвязи Университета Тохоку, 2-1-1 Катахира, Аоба-ку, Сендай, 980-8577, префектура Мияги, Япония

E-mail: taichi.goto.a6@tohoku.ac.jp

<https://orcid.org/0000-0002-0621-8196>

Устинов Алексей Борисович – доктор физико-математических наук (2012), доцент (2010) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – линейные и нелинейные колебания и волны в магнитных пленках и слоистых структурах; СВЧ-электроника; радиофотоника. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: ustinov_rus@yahoo.com

<http://orcid.org/0000-0002-7382-9210>

References

1. Nikitov S. A., Tailhades P., Tsai C. S. Spin Waves in Periodic Magnetic Structures – Magnonic Crystals. *J. of Magnetism and Magnetic Materials*. 2001, vol. 236, no. 3, pp. 320–330. doi: 10.1016/S0304-8853(01)00470-X
2. Nikitov S. A., Kalyabin D. V., Lisenkov I. V., Slavin A. N., Barabanenkov Ju. N., Osokin S. A., Sadvonnikov A. V., Beginin E. N., Morozova M. A., Sharaevskii Ju. P., Filimonov Ju. A., Hivincev Ju. V., Vysockii S. L., Saharov V. K., Pavlov E. S. Magnonics: a New Research Area in Spintronics and Spin Wave Electronics. *Physics-Uspekhi*. 2015, vol. 185, no. 10, pp. 1099–1128. doi: 10.3367/UFNe.0185.201510m.1099 (In Russ.)
3. Voronenko A. V., Gerus S. V. Interaction of Surface Magnetostatic Waves with Spatial-Periodical Magnetic Fields. *Pisma v Zhurnal Tekhnicheskoi Fiziki*. 1984, vol. 10, no. 12, pp. 746–748. (In Russ.)
4. Kolodin P. A., Hillebrands B. Spin-Wave Propagation across Periodically Corrugated Thin Metallic Ferromagnetic Films. *J. of Magnetism and Magnetic Materials*. 1996, vol. 161, pp. 199–202. doi: 10.1016/S0304-8853(96)00019-4
5. Gulyaev Yu. V., Nikitov S. A., Zhivotovskii L. V., Klimov A. A., Tailhades Ph., Presmanes L., Bonningue C., Tsai C. S., Vysotskii S. L., Filimonov Yu. A. Ferromagnetic Films with Magnon Bandgap Periodic Structures: Magnon Crystals. *J. of Experimental and Theoretical Physics Let.* 2003, vol. 77, no. 10, pp. 670–674. doi: 10.1134/1.1595698
6. Lock E. H. Dispersion of Magnetostatic Waves in a Ferrite-Lattice Composite Structure of Metal Strips. *Radio Engineering and Electronics*. 2003, vol. 48, no. 12, pp. 1484–1494. (In Russ.)
7. Krawczyk M., Puzkarski H. Plane-Wave Theory of Three-Dimensional Magnonic Crystals. *Physical Review B*. 2008, vol. 77, no. 5, p. 054437. doi: 10.1103/PhysRevB.77.054437
8. Grigor'eva N. Ju., Kalinikos B. A. Dispersion Characteristics of Spin Waves in Planar Periodic Structures Based on Ferromagnetic Films. *Zhurnal tehniceskoi fiziki*. 2009, vol. 79, no. 8, pp. 110–117. (In Russ.)
9. Vysockii S. L., Nikitov S. A., Novickii N. N. Spectrum and Losses of Surface Magnetostatic Waves in a One-Dimensional Magnon Crystal. *Zhurnal tehniceskoi fiziki*. 2011, vol. 81, no. 2, pp. 150–152. (In Russ.)
10. Kostylev M. P., Serga A. A., Schneider T., Leven B., Hillebrands B. Spin-Wave Logical Gates. *Applied Physics Let.* 2005, vol. 87, no. 15, p. 153501. doi: 10.1063/1.2089147
11. Fetisov Y. K., Patton C. E. Microwave Bistability in a Magnetostatic Wave Interferometer with External Feedback. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1999, vol. 35, no. 2, pp. 1024–1036. doi: 10.1109/20.748850
12. Ustinov A. B., Grigor'eva N. Y., Kalinikos B. A. Observation of Spin-Wave Envelope Solitons in Periodic Magnetic Film Structures. *Pis' ma v Zhurnal Èksperimental'noi i Teoreticheskoi Fiziki*. 2008, vol. 88, no. 1, pp. 34–39. doi: 10.1134/S0021364008130079 (In Russ.)
13. Morozova M. A., Sharaevskii Ju. P., Sheshukova S. E. Mechanisms of Formation of Envelope Solitons in Periodic Ferromagnetic Structures. *Izvestiya vysshih uchebnyh zavedenii. Prikladnaya nelineynaya dinamika*. 2010, vol. 18, no. 5, pp. 113–124. doi: 10.18500/0869-6632-2010-18-5-111-120 (In Russ.)
14. Grishin S. V., Sharaevskii Yu. P., Nikitov S. A., Beginin E. N., Sheshukova S. E. Self-Generation of Chaotic Dissipative Soliton Trains in Active Ring Resonator with 1-D Magnonic Crystal. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2011, vol. 47, no. 10, pp. 3716–3719. doi: 10.1109/TMAG.2011.2158293
15. Ustinov A. B., Drozdovskii A. V., Kalinikos B. A. Multifunctional Nonlinear Magnonic Devices for Microwave Signal Processing. *Applied Physics Let.* 2010, vol. 96, no. 14, p. 142513. doi: 10.1063/1.3386540
16. Ustinov A. B., Kuznetsov N. A., Haponchik R. V., Lahderanta E., Goto T., Inoue M. Induced Nonlinear Phase Shift of Spin Waves for Magnonic Logic Circuits. *Applied Physics Let.* 2021, vol. 119, no. 19, p. 192405. doi: 10.1063/5.0074824
17. Haponchik R. V., Ustinov A. B. Nonlinear Phase Shifts Induced by Pumping Spin Waves in Magnonic Crystals. *Applied Physics Let.* 2023, vol. 122, no. 21, p. 212401. doi: 10.1063/5.0153392
18. Mahmoud A., Vanderveken F., Adelman C., Ciubotaru F., Hamdioui S., Cotofana S. Fan-Out Enabled Spin Wave Majority Gate. *Aip Advances*. 2020, vol. 10, no. 3. doi: 10.1063/1.5134690

Information about the authors

Roman V. Haponchyk, Postgraduate student of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. Area of expertise: microwave photonics; nonlinear dynamics; spin waves.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: ferumno33@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-8764-7100>

Ivan Yu. Tatsenko, Postgraduate student of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. Area of expertise: microwave photonics; optoelectronic oscillators.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: abitur.tatsenko@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0001-6320-9352>

Vitalii V. Vitko, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2017), Associate Professor (2020) of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: linear and nonlinear wave dynamics for application in microwave photonics.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: vitaliy.vitko@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0001-8743-7528>

Andrey A. Stashkevich, Dr Sci. (Phys.-Math.) (1994), Emeritus Professor (2020) of Physics, Institut Galilee, Université Sorbonne Paris Nord. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: spintronics; magnonics; Brillouin spectroscopy; radiophotonics.
Address: Laboratoire des Sciences des Procédés et des Matériaux- LSPM – CNRS UPR3407, 99, J. B. Clement Ave., Villetaneuse 93 430, France
E-mail: stachkevitch@univ-paris13.fr

Taichi Goto, Dr Sci. (Eng.) (2011), Associate Professor (2022) at the Institute of Electrical Communication, Tohoku University. The author of more than 60 scientific publications. Area of expertise: magnonics logic; solid state physics; magneto-optics.
Address: Institute of Electrical Communication, Tohoku University, 2-1-1, Katahira, Aoba-ku, Sendai 980-8577, Miyagi Prefecture, Japan
E-mail: taichi.goto.a6@tohoku.ac.jp
<https://orcid.org/0000-0002-0621-8196>

Alexey B. Ustinov, Dr Sci. (Phys.-Math.) (2012), Associate Professor (2010) of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: linear and non-linear properties of magnetic oscillations and waves in ferromagnetic films and layered structures on their basis; microwave devices; microwave photonics.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: ustinov_rus@yahoo.com
<http://orcid.org/0000-0002-7382-9210>

Расчет и измерение диэлектрических параметров керамических и сегнетоэлектрических материалов в диапазоне СВЧ

В. С. Севериков[✉], Фам Конг Че, В. И. Мельник

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

[✉] severva3@gmail.com

Аннотация

Введение. Определение электрофизических параметров линейных и нелинейных диэлектрических материалов для применения в технике СВЧ является важной задачей. Линейные диэлектрики используют как основу для подложек СВЧ-схем, так и в качестве объемных элементов для построения частотно-избирательных или резонансных структур, которые работают в широком температурном диапазоне. Поэтому вопрос стабилизации электрических параметров таких структур в условиях изменения температуры актуален. Его можно решить, используя многослойную комбинацию диэлектриков как с линейными, так и с нелинейными свойствами. Нелинейные свойства, которыми обладают сегнетоэлектрики, находят применение в функциональных узлах с электрической перестройкой частотных и фазовых характеристик. Важным является не только определение относительной диэлектрической проницаемости материала, но и коэффициента управления в ВЧ–СВЧ-диапазонах длин волн.

Цель работы. Построение расчетных математических моделей для слоистых объемных и пленочных структур и определение относительной диэлектрической проницаемости линейных и нелинейных диэлектриков в диапазоне СВЧ.

Материалы и методы. Вычислительные математические модели для анализа сложных слоистых структур построены на базе уравнений Максвелла и метода Галеркина с применением граничных условий для касательных и нормальных компонент электромагнитного поля.

Результаты. Выполнен электродинамический анализ двухслойного объемного дискового резонатора и получены результаты расчета резонансной частоты. Проведен численный анализ дисперсионных характеристик многоэлектродной линии передачи, и по результатам измерений многоэлектродного полуволнового резонатора с сегнетоэлектрической пленкой получено значение ее относительной диэлектрической проницаемости и коэффициента управления.

Заключение. Созданные математические модели и проведенный эксперимент позволили численно оценить свойства линейных и нелинейных диэлектрических объемных и пленочных материалов в СВЧ-диапазоне.

Ключевые слова: слоистый объемный диэлектрический резонатор, сегнетоэлектрические резонансные структуры, линейные, нелинейные диэлектрики

Для цитирования: Севериков В. С., Фам Конг Че, Мельник В. И. Расчет и измерение диэлектрических параметров керамических и сегнетоэлектрических материалов в диапазоне СВЧ // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 64–73. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-64-73

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. Авторы благодарят руководство ОАО "Завод Магнетон" (Санкт-Петербург) за предоставление технологической и измерительной базы для проведения исследований свойств диэлектрических материалов.

Статья поступила в редакцию 07.09.2023; принята к публикации после рецензирования 05.12.2023; опубликована онлайн 29.12.2023

Calculation and Measurement of Dielectric Parameters of Ceramic and Ferroelectric Materials in the Microwave Range

Vasily S. Severikov[✉], Fam Kong Che, Vyacheslav I. Melnik

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

[✉]severva3@gmail.com

Abstract

Introduction. Determination of the electrophysical parameters of linear and nonlinear dielectric materials for use in microwave technology represents an important direction. Linear dielectrics are used as a basis for the substrates of microwave circuits, as well as volumetric elements for the construction of frequency selective or resonant structures that operate across a wide temperature range. Therefore, the issue of stabilizing the electrical parameters of such structures from temperature influences appears relevant. A possible solution lies in the use of a multilayer combination of dielectrics, both with linear and nonlinear properties. Due to their nonlinear properties, ferroelectrics find application in functional units with an electrical rearrangement of frequency and phase characteristics. Therefore, it is important to determine not only the relative permittivity of the material, but also the control coefficient in the RF–microwave wavelength ranges.

Aim. Construction of computational mathematical models for layered bulk and film structures to determine the relative permittivity of linear and nonlinear dielectrics in the ultrahigh frequency range.

Materials and methods. The construction of computational mathematical models for the analysis of complex layered structures was carried out on the basis of Maxwell's equations and the Galerkin method using boundary conditions for electromagnetic field components.

Results. An electrodynamic analysis of a two-layer volumetric disk resonator was performed, and numerical results of calculating the resonant frequency were obtained. A numerical analysis of a multielectrode half-wave resonator with a ferroelectric film (FEF) was carried out.

Conclusion. The mathematical models created and the experiment performed made it possible to numerically evaluate the properties of linear and nonlinear dielectric bulk and film materials in the microwave range.

Keywords: layered volumetric dielectric resonator, ferroelectric resonant structures, linear, nonlinear dielectrics

For citation: Severikov V. S., Fam Kong Che, Melnik V. I. Calculation and Measurement of Dielectric Parameters of Ceramic and Ferroelectric Materials in the Microwave Range. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 6, pp. 64–73. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-64-73

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

Acknowledgements. The authors thank the management of JSC "Magnetron Plant" (St Petersburg) for providing a technological and measuring base for conducting research on the properties of dielectric materials.

Submitted 07.09.2023; accepted 05.12.2023; published online 29.12.2023

Введение. В технике сверхвысоких частот широкое применение находят линейные и нелинейные диэлектрические материалы, на основе которых создаются элементы и узлы различного функционального назначения. Линейные диэлектрики широко используются в качестве конструкционных материалов – диэлектрических подложек, на поверхностях которых формируется топология металлических электродов из металлов с высокой удельной электропроводностью. Также линейные диэлектри-

ки являются основой объемных резонаторов в различных конструктивных исполнениях [1–5], используемых в цепях генерации частоты. Обладая высокой добротностью, объемные резонаторы позволяют строить многосвязные СВЧ-фильтры с различными видами амплитудно-частотной характеристики [6]. Нелинейные диэлектрики, к которым относятся сегнетоэлектрики [7–9], обладают спонтанной поляризацией, что позволяет применять их в качестве материалов, на основе которых возможно постро-

ение устройств с электрически перестраиваемыми частотными параметрами. Сегнетоэлектрики обладают свойством изменять свою относительную диэлектрическую проницаемость ε в зависимости от напряженности внешнего управляющего электрического поля. В миллиметровом диапазоне длин волн сегнетоэлектрические материалы, относительная диэлектрическая проницаемость которых для объемных образцов может достигать нескольких десятков тысяч, применяются в виде тонких пленок, сформированных на диэлектрической подложке. При толщине сегнетоэлектрической пленки (СЭП) около 1 мкм в зависимости от химического состава пленки ее относительная диэлектрическая проницаемость ε находится в интервале от 100 до 2500. Таким образом, для оценки свойств керамических линейных и нелинейных материалов в СВЧ-диапазоне возникает необходимость определения их диэлектрической проницаемости, а для сегнетоэлектриков – еще и коэффициента нелинейности (зависимости ε от внешнего управляющего электрического поля).

Определение резонансной частоты многослойного дискового резонатора.

Постановка задачи и ее решение. Объемный слоистый диэлектрический резонатор и его поперечное сечение в цилиндрических координатах (r, φ, z) представлены на рис. 1.

Объемный резонатор состоит из частичных областей с различающимися относительными диэлектрическими проницаемостями ε_1 и ε_2 .

Параллельные поверхности резонатора "затянуты" электрическими стенками, а внешняя радиальная поверхность закрыта магнитной стенкой. Рассмотрим резонатор, у которого высота d намного меньше длины волны в свободном пространстве λ ($d \ll \lambda$). Данная структура обеспечивает одноименный режим с основным типом волны $E(0,0,E_z)$; $H(0,H_\varphi,0)$. Цилиндрическая волна [10] от центра резонатора распространяется с зависимостью от координаты r в виде e^{-jkr} , где $k = 2\pi f \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0 \varepsilon}$; f – частота; $\varepsilon = \varepsilon_1$ при $r \leq r_1$; $\varepsilon = \varepsilon_2$ при $r_1 < r \leq r_2$; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-10}$ Гн/мм; $\varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-15}$ Ф/мм.

В цилиндрических координатах из уравнений Максвелла при $E_r = 0$ и $H_r = 0$ вытекают соотношения между поперечными компонентами электрического поля E_z , E_φ и H_z , H_φ :

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_z}{\partial r} &= jkZ_0 \left[H_\varphi - \frac{1}{k^2} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \varphi \partial z} - \frac{\partial^2 H_\varphi}{\partial z^2} \right) \right]; \\ &\frac{1}{r} \frac{\partial (rE_\varphi)}{\partial r} = \\ &= -jkZ_0 \left[H_z + \frac{1}{k^2} \left(\frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 H_z}{\partial \varphi^2} - \frac{1}{r} \frac{\partial^2 H_\varphi}{\partial z \partial \varphi} \right) \right]; \\ \frac{\partial H_z}{\partial r} &= -j \frac{k}{Z_0} \left[E_\varphi - \frac{1}{k^2} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi \partial z} - \frac{\partial^2 E_\varphi}{\partial z^2} \right) \right]; \end{aligned} \quad (1)$$

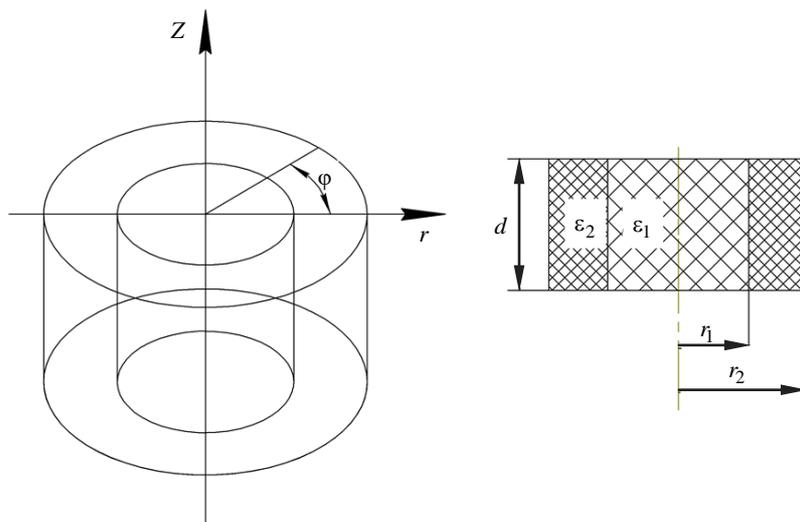


Рис. 1. Поперечное сечение диэлектрического слоистого резонатора в цилиндрических координатах

Fig. 1. Cross section of a dielectric layered resonator

$$\frac{1}{r} \frac{\partial (rH_\varphi)}{\partial r} = j \frac{k}{Z_0} \left[E_z + \frac{1}{k^2} \left(\frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 E_z}{\partial \varphi^2} - \frac{1}{r} \frac{\partial^2 E_\varphi}{\partial z \partial \varphi} \right) \right],$$

где $Z_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi$ Ом.

Так как $\frac{\partial}{\partial \varphi} = 0$; $\frac{\partial}{\partial z} = 0$, из (1) запишем связь между поперечными компонентами E_z , H_φ основного типа волны

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_z}{\partial r} &= jkZ_0 H_\varphi; \\ \frac{1}{r} \frac{\partial (rH_\varphi)}{\partial r} &= j \frac{k}{Z_0} E_z. \end{aligned} \quad (2)$$

Из уравнений (2) для компоненты E_z найдем

$$-j \frac{1}{kZ_0 r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial E_z}{\partial r} \right) = j \frac{k}{Z_0} E_z,$$

откуда следует уравнение Бесселя

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial E_z}{\partial r} \right) + k^2 E_z = 0. \quad (3)$$

Линейная комбинация функций Бесселя $J_n(kr)$ и Неймана $N_n(kr)$, где $n=0,1,\dots,N$, представляет общее решение уравнения Бесселя [11, 12]. Таким образом, для основного типа волны $n=0$ и, следовательно, решение уравнения (3) можно представить в виде

$$E_z = AJ_0(kr) + BN_0(kr), \quad (4)$$

где A, B – произвольные коэффициенты.

Функция Неймана $N_n(kr)$ при $r \rightarrow 0$ стремится к бесконечности ($N_0(kr) \rightarrow \infty$), следовательно, для решения уравнения (4) $B=0$ и для первой области (4) имеет вид

$$E_z^1 = A_1 J_0(k_1 r), \quad (5)$$

где $k_1 = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0 \varepsilon_1}$.

Из (2) для компоненты магнитного поля H_φ в первой области получим

$$H_\varphi^{(1)} = -j \frac{1}{kZ_0^{(1)}} A_1 J_1(k_1 r), \quad (6)$$

где $Z_0^{(1)} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \varepsilon_1}}$.

Для второй области при $r_1 \leq r \leq r_2$ поперечные компоненты поля $E_z^{(2)}$ и $H_\varphi^{(2)}$ из (5) и (6) запишем в виде

$$E_z^{(2)} = A_2 J_0(k_2 r) + B_2 N_0(k_2 r); \quad (7)$$

$$H_\varphi^{(2)} = j \frac{1}{kZ_0^{(2)}} [A_2 J_1(k_2 r) + B_2 N_1(k_2 r)],$$

где $k_2 = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0 \varepsilon_2}$; $Z_0^{(2)} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0 \varepsilon_2}}$.

Сшивание поперечных касательных составляющих компонент поля (5)–(7) на границе раздела двух диэлектрических сред при $r=r_1$ дает систему уравнений относительно коэффициентов A_1, B_1 и A_2, B_2 :

$$\begin{cases} A_1 J_0(k_1 r_1) - A_2 J_0(k_2 r_1) - B_1 N_0(k_2 r_1) = 0; \\ A_1 J_1(k_1 r_1) - \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}} A_2 J_1(k_2 r_1) - \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}} B_2 N_1(k_2 r_1) = 0. \end{cases} \quad (8)$$

Принимая во внимание, что боковая поверхность является магнитной стенкой и на ее поверхности для электрического поля выполняется режим холостого хода, $E = \text{тах}$, а $H = 0$, т. е. при $r=r_1$ $H_y^{(2)} = 0$. Для случая, когда $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$, т. е. диэлектрическое заполнение резонатора однородно, уравнение для H_φ при $r=r_2$ принимает вид

$$H_\varphi = -j \frac{1}{Z_0} A J_1(kr) = 0.$$

Следовательно, резонансная частота такого резонатора будет определена из уравнения $J_1(2\pi f_0 \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0 \varepsilon} r) = 0$:

$$f_p = \frac{3.83c}{2\pi r \sqrt{\varepsilon}},$$

где $c = 3 \cdot 10^{11}$ мм/с; $r=r_2$ – внешний радиус резонатора; ε – относительная диэлектрическая проницаемость резонатора.

С учетом того, что во второй среде $H_{\phi}^{(2)} = 0$, из (8) найдем связь между произвольными постоянными A_2, B_2 :

$$B_2 = -A_2 \frac{J_1(k_2 R_2)}{N_1(k_2 R_2)}. \quad (9)$$

Подставив (9) в (8), запишем однородную систему уравнений для неизвестных коэффициентов A_1 и A_2 :

$$\begin{cases} A_1 J_0(k_1 r_1) - \\ -A_2 \left[J_0(k_2 r_1) - J_1(k_2 r_2) \frac{N_0(k_2 r_1)}{N_1(k_2 r_2)} \right] = 0; \\ A_1 J_1(k_1 r_1) - \\ - \left\{ A_2 \sqrt{\frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}} \left[J_1(k_2 r_1) - J_1(k_2 r_2) \frac{N_0(k_2 r_1)}{N_1(k_2 r_2)} \right] \right\} = 0. \end{cases} \quad (10)$$

Приравняв к нулю систему уравнений (10), получаем возможность определить резонансную частоту резонатора с различающимися значениями относительной диэлектрической проницаемости частичных областей.

На рис. 2 представлены графики зависимости резонансной частоты резонаторов с различными геометрическими размерами от значений диэлектрического заполнения $\varepsilon_2, \varepsilon_1$ и внутреннего радиуса первой частичной области. Видно, что при малом изменении радиуса внутреннего диэлектрического заполнения и низком значении относительной диэлектрической проницаемости перестройка частоты резонатора незначительна. Однако при увеличении диаметра внутренней области резонансная

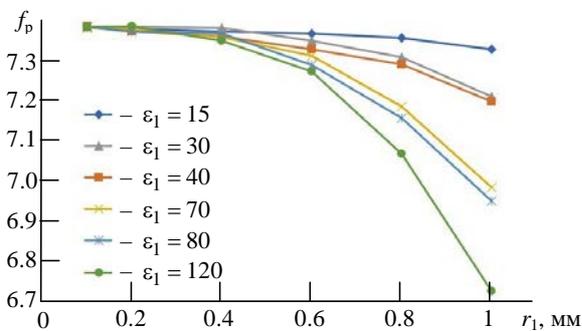


Рис. 2. Зависимости резонансной частоты дискового двухслойного резонатора от радиуса r_1 и ε_1 при $r_2 = 5$ мм, $\varepsilon_2 = 10$

Fig. 2. Dependence of the resonant frequency of a double-layer disk resonator on the radius r_1 and ε_1 at $r_2 = 5$ mm, $\varepsilon_2 = 10$

частота существенно снижается. Следует отметить, что внешний слой резонатора лучше выбирать с более высоким значением относительной диэлектрической проницаемости, чем внутренние. Тем самым обеспечивается условие холостого хода для электрического поля на границе боковая поверхность – свободное пространство.

В практических задачах возникает необходимость учета влияния на резонансную частоту дискового резонатора изменения относительной диэлектрической проницаемости слоев в зависимости от температуры [3]. Тогда система уравнений (10) может быть записана в виде параметрической системы, учитывающей влияние температурных коэффициентов диэлектрической проницаемости слоев, которые в определенной комбинации позволят обеспечить "нулевое" изменение резонансной частоты при изменении температуры. Представленную расчетную модель для двухслойной структуры можно расширить для произвольного числа слоев, выполняя сшивание касательных составляющих на границах раздела и записав систему уравнений относительно неизвестных коэффициентов. Таким образом, появляется возможность подбором материалов как линейных, так и нелинейных диэлектриков с различными значениями диэлектрической проницаемости слоев и их толщин обеспечить стабилизацию частоты в широком температурном интервале.

Определение свойств СЭП в СВЧ-диапазоне. Постановка задачи и ее решение. Для оценки электрофизических свойств сегнетоэлектрических пленок в СВЧ-диапазоне, относительной диэлектрической проницаемости ε , коэффициента перестройки относительной диэлектрической проницаемости в зависимости от управляющего электрического поля рассмотрим многослойную структуру, на основе которой сформирован полуволновой резонатор, на электроды которого подается управляющее напряжение. На рис. 3, а представлен волновод, по центру которого располагается диэлектрическая подложка с полуволновым многоэлектродным резонатором. Поперечное сечение резонатора с СЭП показано на рис. 3, б.

Такую линию будем рассматривать как щелевую линию [13–15]. Как известно, щелевая мода имеет гибридный характер, следовательно, ее

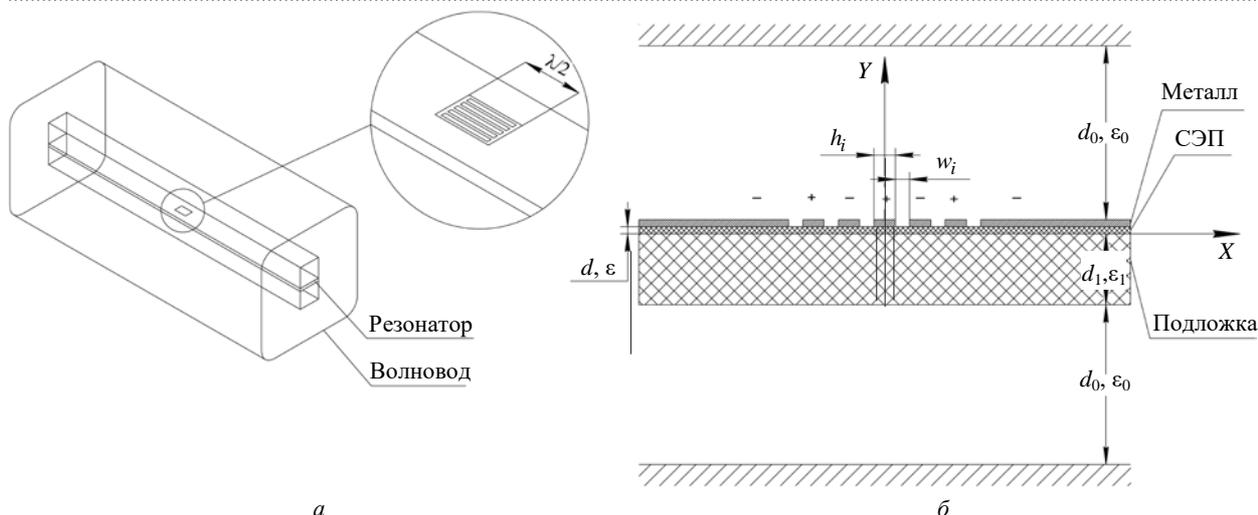


Рис. 3. Волновод с многоэлектродным резонатором (а); поперечное сечение многоэлектродного резонатора с сегнетоэлектрической пленкой на диэлектрической подложке (б)

Fig. 3. Waveguide with a multielectrode resonator (a); cross section of a multielectrode resonator with a ferroelectric film on a dielectric substrate (b)

можно представить как суперпозицию LE- и LM-волн в слоистой диэлектрической структуре, связанных через токи в электродах линии. Зададим векторы Герца для формирования LE- и LM-полей: магнитный $\mathbf{A} = \mathbf{e}_y A(x, y) \exp[-j(\gamma z - \omega t)]$ и электрический $\mathbf{F} = \mathbf{e}_y F(x, y) \exp[-j(\gamma z - \omega t)]$, где γ – постоянная распространения. В каждой области поперечного сечения линий (рис. 3, б) Фурье-образы (ФО) потенциалов $\mathbf{A}_i(y, s)$ и $\mathbf{F}_i(y, s)$ удовлетворяют уравнению

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial y^2} + \alpha_i^2 \right) \begin{Bmatrix} \mathbf{A}_i(y, s) \\ \mathbf{F}_i(y, s) \end{Bmatrix} = 0, \quad (11)$$

где $\alpha_i = \sqrt{s^2 + \gamma^2 - k^2 \epsilon_i}$; ϵ_i – относительная диэлектрическая проницаемость i -го слоя; $k^2 = \omega^2 \epsilon_0 \mu_0$ – постоянная распространения в свободном пространстве.

Задачу о нахождении постоянной распространения γ можно решить, выполнив следующие 5 этапов [14, 15]:

1. Найти ФО потенциалов как результат решения уравнения (11).
2. Через ФО потенциалов определить поля LE- и LM-волн.
3. Сшить касательные составляющие E_x , E_z , H_x и H_z на щелях, получив парную си-

стему интегральных уравнений относительно электрического поля на щелях.

4. Решить интегральные уравнения [16] методом Галеркина. Разложение искомого распределения поля на щелях по полиномам Чебышева с последующей процедурой алгебраизации позволило получить систему уравнений относительно неизвестных коэффициентов разложения и постоянной распространения в виде

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^N \sum_{n=0,1}^{\infty} a_n^{(i)} K_{p,n,i,j}^{(11)}(\dot{\gamma}) + \\ & + \sum_{i=1}^N \sum_{m=1,2}^{\infty} b_m^{(i)} K_{p,m,i,j}^{(12)}(\dot{\gamma}) = 0; \\ & \sum_{i=1}^N \sum_{n=0,1}^{\infty} a_n^{(i)} K_{q,n,i,j}^{(21)}(\dot{\gamma}) + \\ & + \sum_{i=1}^N \sum_{m=1,2}^{\infty} b_m^{(i)} K_{p,m,i,j}^{(22)}(\dot{\gamma}) = 0, \end{aligned} \quad (12)$$

где

$$\begin{aligned} K_{p,n,i,j}^{(11)}(\gamma) &= (-1)^{n+p} \int_0^{\infty} J_{2p}(sw_j/2) \times \\ & \times f_{11}(s, \gamma) J_{2p}(sw_j/2) \cos(x_{0,i}s) \cos(x_{0,j}s) ds; \\ K_{p,m,i,j}^{(12)}(\gamma) &= j(4\gamma_m/w_i) (-1)^{m+p+1} \int_0^{\infty} J_{2p}(sw_j/2) \times \\ & \times f_{12}(s, \gamma) J_{2m}(sw_i/2) \cos(x_{0,i}s) \cos(x_{0,j}s) ds; \end{aligned}$$

$$K_{q,n,i,j}^{(21)}(\gamma) = K_{p,m,i,j}^{(12)}(\gamma);$$

$$K_{q,m,i,j}^{(22)}(\gamma) = (-1)^{m+q+2} m q \int_0^{\infty} \left[J_{2q}(sw_j/2) f_{22}(s, \gamma) \times \right. \\ \left. \times J_{2m}(sw_j/2) \right] \left[\cos(x_{0,i}s) \cos(x_{0,j}s) / s^2 w_i w_j \right] ds;$$

$J_\nu(z)$ – функция Бесселя I рода [11]; $f_{11}(s, \gamma)$ (аналогично $f_{12}(s, \gamma)$, $f_{22}(s, \gamma)$ в других интегралах) – функции, зависящие от геометрических размеров и диэлектрических проницаемостей слоев; x_{0i} , x_{0j} – координаты центров щелей с шириной w_i , w_j ; N – количество щелей.

5. Обнулить определитель системы уравнений (12), получив искомое значение постоянной распространения.

Численные эксперименты расчета постоянной распространения многоэлектродной структуры представленным методом показали хорошую сходимость результата. В интервале изменения верхнего предела интегрирования значений s от 1000 до 1500 для пятиэлектродной линии при $w = h = 30$ мкм и $d = 0.7$ изменение значения постоянной распространения не превышает 0.5 %.

Результаты расчетов зависимости постоянной распространения в многощелевой линии от числа электродов при различной диэлектрической проницаемости СЭП показаны на рис. 4. Ширина электродов и зазоров между ними

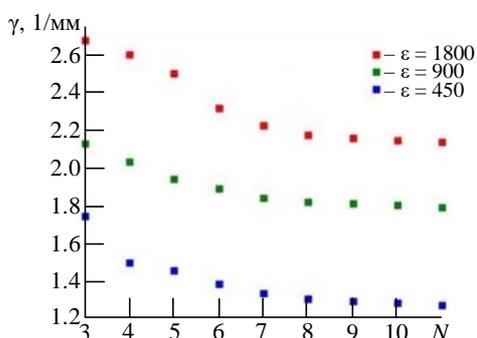


Рис. 4. Зависимость постоянной распространения в многощелевой линии передачи от количества электродов при различных значениях относительной диэлектрической проницаемости СЭП

Fig. 4. The dependence of the propagation constant in a multi-slot transmission line on the number of electrodes at different values of the relative permittivity of the FEF

$w = h = 30$ мкм. Расчеты выполнены для диэлектрической подложки с параметрами $d_1 = 0.5$ мм, $\epsilon_1 = 9.8$ и толщиной СЭП $d = 0.78$ мкм на частоте 30 ГГц.

Результаты расчетов показывают, что увеличение количества электродов в зазоре щелевой линии снижает значение постоянной распространения, которое стремится к некому "постоянному значению". На основе представленной многоэлектродной линии строится конструкция полуволнового резонатора. Описанным ранее способом по результатам натурных измерений резонансной частоты полуволнового многоэлектродного резонатора можно вычислить значения относительной диэлектрической проницаемости ϵ сегнетоэлектрической пленки и определить коэффициент нелинейности СЭП. Число электродов резонатора, значения их ширины и зазоров между ними выбраны с учетом обеспечения оптимального управляющего электрического поля на щелях, а также с условием выравнивания постоянной распространения в зависимости от их количества. Напряжение на электроды резонатора подается через структуру нижних электродов управления, электрически связанных между собой. На рис. 3, б знаками (+) и (-) показано чередование полярности напряжения управления. Электроды управления из платины толщиной ≈ 80 нм и шириной 1.5 мкм сформированы на поверхности диэлектрической подложки и располагаются под сегнетоэлектрической пленкой. На рис. 5 представлены результаты измерения резонансной частоты полувол-

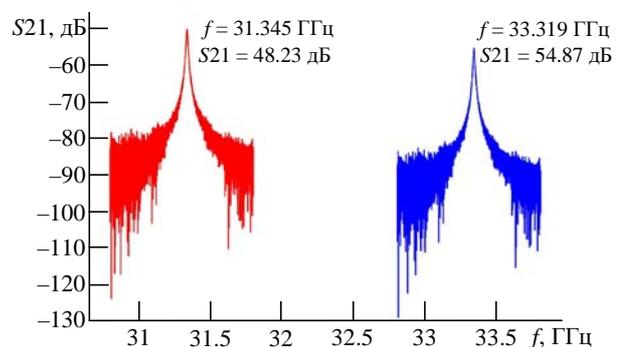


Рис. 5. Зависимость резонансной частоты полуволнового пятиэлектродного резонатора от управляющего напряжения: $U = 0$ В (синий график); $U = 200$ В (красный график)

Fig. 5. Dependence of the resonant frequency of a half-wave multielectrode resonator on the value of the control voltage: $U = 0$ V (blue graph); $U = 200$ V (red graph)

нового пятиэлектродного резонатора длиной $L = 1.42$ мм, сформированного на структуре *диэлектрическая подложка – сегнетоэлектрическая пленка* при $w = h = 7$ мкм; $d_1 = 0.5$ мм; $\epsilon_1 = 9.8$; $d_2 = 0.78$ мкм.

Численный расчет, выполненный по результатам измерений резонансных частот резонатора, позволил получить значения относительных диэлектрических проницаемостей СЭП при $U = 0$; $\epsilon_2 \approx 800$ и при $U = 200$ В, $\epsilon_2 \approx 420$. Коэффициент управления относительной диэлектрической проницаемостью $K_\epsilon(U) \approx 1.9$ при напряженности электрического поля на щелях линии $E = 28.5$ В/мкм.

Заключение. На данный момент существует множество различных методов измерения и расчета электрофизических характеристик диэлектриков в СВЧ-диапазоне, однако не все из них применимы для комбинированных структур, состоящих из различных слоев диэлектриков, кото-

рые могут существенно различаться как толщиной, так и диэлектрической проницаемостью. Представленный метод расчета двухслойного объемного резонатора позволяет выполнить численные оценки его характеристик, а для разработчиков и производителей электронной компонентной базы ВЧ–СВЧ-диапазонов – проектировать элементы с температурностабильными характеристиками. Многоэлектродный резонатор в структуре *диэлектрическая подложка – сегнетоэлектрическая пленка*, позволил по резонансной частоте при подаче управляющего напряжения определить диэлектрическую проницаемость и коэффициент управления СЭП в СВЧ-диапазоне, что невозможно выполнить существующими способами. Описанные в статье подходы к вычислениям относительной диэлектрической проницаемости линейных и нелинейных диэлектриков по результатам измерений резонансной частоты для объемных и пленочных материалов могут найти широкое практическое применение.

Список литературы

1. Ширман Я. Д. Радиоволноводы и объемные резонаторы. М.: Связьиздат, 1959. 379 с.
2. Dielectric Resonators with High Q-factor for Tunable Low Phase Noise Oscillators / L. Zhou, W. Y. Yin, J. Wang, L. S. Wu // IEEE Trans. on CPMT. 2013. Vol. 3, № 6. P. 1008–1015. doi: 10.1109/TCSPMT.2013.2258465
3. Геворкян В., Кочемасов В. Объемные диэлектрические резонаторы – основные типы, характеристики, производители // Электроника НТБ. 2016. № 4. С. 62–76.
4. Егоров Е. В., Малышев В. М. Экранированная колебательная система опорного СВЧ-генератора с торцевым возбуждением дискового диэлектрического резонатора // Науч.-техн. ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2017. Т. 10, № 2. С. 45–57. doi: 10.18721/JCSTCS.10204
5. Обзоры по электронной технике / Л. В. Алексейчик, И. И. Бродуленко, В. М. Геворкян, Ю. А. Казанцев, Л. А. Парышкуро. Сер. 1: Электроника СВЧ. 1981. Вып. 13 (832). 97 с.
6. Капилевич Б. Ю. Волноводные диэлектрические фильтры. М.: Связь, 1980. 136 с.
7. Вендик О. Г., Иванов И. В., Соколов А. И. Сегнетоэлектрики в технике СВЧ / под ред. О. Г. Вендика. М.: Сов. радио, 1979. 272 с.
8. Сегнетоэлектрики и антисегнетоэлектрики / Г. А. Смоленский, В. А. Боков, В. А. Исупов и др. М.: Наука, 1971. 476 с.
9. BaTiO₃-based piezoelectrics: Fundamentals, current status, and perspectives / M. Acosta, N. Novak, V. Rojas, S. Patel, R. Vaish, J. Koruza, G. A. Rossetti, J. Rödel // Applied Physics Reviews. 2017. Vol. 4, № 4. P. 041305. doi: 10.1063/1.4990046
10. Раевский А. С., Раевский С. Б. Комплексные волны. М.: Радиотехника, 2010. 223 с.
11. Бейтмен Г., Эрдейи А. Функции Бесселя, функции параболического цилиндра, ортогональные многочлены // Высшие трансцендентные функции. / пер. с англ. Н. Я. Виленкина. 2-е изд. М.: Наука, 1974. Т. 2. 296 с.
12. Лаврентьев М. А., Шабат Б. В. Методы теории функций комплексного переменного. М.: Наука, 1973. 736 с.
13. Hornsby J. S., Gopinath A. Fourier Analysis of a Dielectric-Loaded Waveguide with a Microstrip // Electron. Lett. 1969. Vol. 5. P. 265–267.
14. Мироненко И. Г., Иванов А. А. Дисперсионные характеристики щелевых и копланарных линий на основе структуры "сегнетоэлектрическая пленка–диэлектрическая подложка" // Письма в ЖТФ. 2001. Т. 27, вып.13. С. 22–26.
15. Мироненко И. Г., Иванов А. А. Многощелевые линии передачи сверхвысоких частот на основе структуры "сегнетоэлектрическая пленка–диэлектрическая подложка" // ЖТФ. 2002. Т. 74, вып. 2. С. 68–73.
16. On the Numerical Solution of Two-Dimensional Potential Problems by an Improved Boundary Integral Equations Method / G. F. Fairweather, J. Rizzo, D. J. Shippy, Y. S. Wu // J. Computational Physics. 1979. Vol. 31. P. 96–112.

Информация об авторах

Севериков Василий Сергеевич – магистр по специальности "Техническая физика" (2019, Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого), аспирант кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка ЭКБ и устройств СВЧ-диапазона.

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

E-mail: severva3@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-5247-6006>

Фам Конг Че – магистр по специальности "Радиоэлектронные системы" (2016, Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны), аспирант кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – разработка ЭКБ и устройств СВЧ-диапазона.

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

E-mail: kxanhlindhngthdtrach@gmail.com

Мельник Вячеслав Игоревич – кандидат технических наук (1989), доцент (1991) кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – проектирование радиоэлектронной аппаратуры.

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

E-mail: melnikvi@yandex.ru

References

1. Shirman, Ya. D. *Radiovolnovody i ob'emnye rezonatory* [Radio Waveguides and Volumetric Resonators]. Moscow, Svyazizdat, 1959, 379 p. (In Russ.)
2. Zhou L., Yin W. Y., Wang J., Wu L. S. Dielectric Resonators with High Q-factor for Tunable Low Phase Noise Oscillators. IEEE Trans. on CPMT. 2013, vol. 3, no. 6, pp. 1008–1015. doi: 10.1109/TCPMT.2013.2258465
3. Gevorkyan V., Kochemasov V. Cavity Dielectric Resonators – Basic Types, Characteristics, Manufacturers. Part 1. Electronics NTB. 2016, no. 4, pp. 62–76. (In Russ.)
4. Egorov E. V., Malyshev V. M. Oscillating System of a Reference Microwave Generator with Screened Dielectric Resonator Excited from an End Face. St. Petersburg State Polytechnical University J. Computer Science. Telecommunications and Control Systems. 2017, vol. 10, no. 1, pp. 45–57. doi: 10.18721/JCSTCS.10204 (In Russ.)
5. Alekseychik L. V., Brodulenko I. I., Gevorkyan V. M., Kazantsev Yu. A., Paryshkuro L. A. Reviews on Electronic Technology. Episode 1: Microwave Electronics. 1981, iss. 13 (832), 97 p. (In Russ.)
6. Kapilevich B. Yu. *Volnovodnye dielektricheskie fil'try* [Waveguide Dielectric Filters]. Moscow, Communication, 1980, 136 p. (In Russ.)
7. Vendik O. G., Ivanov I. V., Sokolov A. I. *Segnetoelektriki v tekhnike SVCh* [Ferroelectrics in Microwave Technology]. Ed. by O. G. Vendik. Moscow, Sov. Radio, 1979, 272 p. (In Russ.)
8. Smolenskii G. A., Bokov V. A., Isupov V. A. *Segnetoelektriki i antisegetoelektriki* [Ferroelectrics and Antiferroelectrics]. Moscow, Nauka, 1971, 476 p. (In Russ.)
9. Acosta M., Novak N., Rojas V., Patel S., Vaish R., Koruza J., Rossetti G. A., Rödel J. BaTiO₃-Based Piezoelectrics: Fundamentals, Current Status, and Perspectives. Applied Physics Reviews. 2017, vol. 4, no. 4, pp. 041305. doi: 10.1063/1.4990046
10. Raevskii A. S., Raevskii S. B. *Kompleksnyye volny* [Complex Waves]. Moscow, Radio engineering, 2010, 223 p. (In Russ.)
11. Bateman G., Erdelyi A. Higher Transcendental Functions. Vol. 2. New York, McGraw-Hill, 1953.
12. Lavrent'ev M. A., Shabat B. V. *Metody teorii funktsii kompleksnogo peremennogo* [Methods of the Theory of Functions of a Complex Variable]. Moscow, Nauka, 1973, 736 p. (In Russ.)
13. Hornsby J. S., Gopinath A. Fourier Analysis of a Dielectric-Loaded Waveguide with a Microstrip. Electron. Lett. 1969, vol. 5, pp. 265–267.
14. Mironenko I. G., Ivanov A. A. *Dispersionnyye kharakteristiki shchelevykh i koplanarnykh linii na osnove struktury "segnetoelektricheskaya plenka-dielektricheskaya podlozhka"* [Dispersion Characteristics of Slot and Coplanar Lines Based on the Ferroelectric Film–Dielectric Substrate Structure]. Technical Physics [Zhurnal Tekhnicheskoi Fiziki]. 2001, vol. 27, iss. 13, pp. 22–26. (In Russ.)
15. Mironenko I. G., Ivanov A. A. *Mnogoshchelevye linii peredachi sverkhvysokikh chastot na osnove struktury "segnetoelektricheskaya plenka-dielektricheskaya podlozhka"* [Multi-Slot Transmission Lines of Ultrahigh Frequencies Based on the "Ferro-

lectric Film–Dielectric Substrate" Structure]. Technical Physics [*Zhurnal Tekhnicheskoi Fiziki*]. 2002, vol. 74, iss. 2, pp. 68–73. (In Russ.)

16. Fairweather G. F., Rizzo J., Shippy D. J., Wu Y. S. On the Numerical Solution of Two-Dimensional Potential Problems by an Improved Boundary Integral Equations Method. *J. Computational Physics*. 1979, vol. 31, pp. 96–112.

Information about the authors

Vasily S. Severikov – Master in Technical Physics (2019, Peter the Great St Petersburg Polytechnic University), Postgraduate student of the Department of Microradioelectronics and Radio Equipment Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 3 scientific publications. Area of expertise: development of electronic components and microwave devices.

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

E-mail: severva3@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-5247-6006>

Fam Kong Che – Master in Radioelectronic systems (2016, Yaroslavl Higher Military Institute of the Air Defense), Postgraduate student of the Department of Microradioelectronics and Radio Equipment Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 1 scientific publications. Area of expertise: development of electronic components and microwave devices.

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

E-mail: kxanhlinhdangthdtrach@gmail.com

Vyacheslav I. Melnik – Cand. Sci. (Eng.) (1989), Associate Professor (1991) of the Department of Microradioelectronics and Radio Equipment Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 15 scientific publications. Area of expertise: design of radio-electronic equipment.

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

E-mail: melnikvi@yandex.ru

Методика разработки широкополосных отрицательных индуктивностей с малым отклонением для применений в СВЧ-диапазоне

Б. С. Буянтуев¹, Н. С. Калмыков², Е. В. Яковенко³, Д. В. Холодник^{2✉}

¹АО "НИТИ "Авангард", Санкт-Петербург, Россия

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

³АО "МАРТ", Санкт-Петербург, Россия

✉ DVKholodnyak@etu.ru

Аннотация

Введение. Нефостеровские элементы (НФЭ) имитируют в определенном диапазоне частот поведение гипотетических реактивных элементов с отрицательными значениями индуктивности или емкости и используются для компенсации частотной зависимости традиционных реактивностей, что позволяет создавать широкополосные СВЧ-устройства. Для реализации НФЭ применяются конверторы отрицательного импеданса (КОИ) – активные цепи, преобразующие импеданс нагрузки во входной импеданс противоположного знака. Ошибка преобразования, обусловленная неоптимальным выбором параметров КОИ, а также неидеальностью его элементов, ограничивает точность реализации значений и рабочую полосу частот НФЭ. Необходимость учета большого количества факторов, которые опосредованно и разнонаправленно влияют на конечный результат, и отсутствие универсальной методики значительно осложняют разработку НФЭ. Как следствие, характеристики НФЭ в широкой полосе частот заметно отличаются от целевых, что ограничивает возможности практических применений.

Цель работы. Предложить методику разработки отрицательных индуктивностей на основе КОИ, построенного по схеме Линвилла, которая позволила бы компенсировать ошибку преобразования и создавать широкополосные отрицательные индуктивности с малым отклонением от целевого значения.

Материалы и методы. Рассмотрено влияние параметров отдельных составляющих КОИ на частотные характеристики отрицательной индуктивности. На основании проведенного анализа и выявленных взаимосвязей предложена методика пошаговой разработки отрицательных индуктивностей с малым отклонением в широкой полосе частот. Показано, что при реализации отрицательных индуктивностей с большими абсолютными значениями целесообразно использовать в нагрузке КОИ отрезок длиной линии вместо сосредоточенной индуктивности, так как это позволяет обеспечить более широкую полосу частот при меньшем отклонении от целевого значения отрицательной индуктивности.

Результаты. Для демонстрации возможностей, которые открывает применение предложенной методики, представлены результаты моделирования ряда отрицательных индуктивностей с фиксированным набором значений и отклонений в гигагерцовом диапазоне частот.

Заключение. Полученные результаты показывают, что предложенная методика позволяет без применения численной оптимизации компенсировать ошибку преобразования и тем самым уменьшить отклонение значения отрицательной индуктивности от целевого в заданной полосе частот или расширить рабочую полосу частот при заданном допустимом отклонении отрицательной индуктивности.

Ключевые слова: нефостеровский элемент, отрицательная индуктивность, конвертор отрицательного импеданса

Для цитирования: Методика разработки широкополосных отрицательных индуктивностей с малым отклонением для применений в СВЧ-диапазоне / Б. С. Буянтуев, Н. С. Калмыков, Е. В. Яковенко, Д. В. Холодник // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 74–93. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-74-93

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Грант РФФИ № 23-29-00991.

Статья поступила в редакцию 25.10.2023; принята к публикации после рецензирования 01.12.2023; опубликована онлайн 29.12.2023

A Methodology to Design Broadband Negative Inductors with Tight Tolerance for Microwave Applications

Bair S. Buiantuev¹, Nikita S. Kalmykov², Egor V. Iakovenko³, Dmitry V. Kholodnyak^{2✉}

¹JSC "NITI "Avangard", St Petersburg, Russia

²Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

³JSC "MART", St Petersburg, Russia

✉DVKholodnyak@etu.ru

Abstract

Introduction. Non-Foster elements (NFEs) mimic behavior of hypothetical negative inductors or capacitors in a certain frequency band. NFEs are used to compensate reactance of conventional inductors and capacitors that allows designing broadband microwave devices. To realize NFEs, active circuits referred to as negative impedance converters (NICs) are employed to convert the load impedance into the negative input impedance. The conversion error, caused by non-optimal choice of NIC parameters and non-idealities of NIC components, limits the accuracy and operating bandwidth of NFEs. The necessity to account for many factors, which indirectly and oppositely impact the final result, and unavailability of a universal design methodology complicate the design of NFEs significantly. As a result, broadband NFE characteristics differ from the target ones remarkably that limits practical applications.

Aim. Elaboration of a design methodology to compensate the Linvill's NIC conversion error and realize high-accuracy broadband negative inductors.

Materials and methods. Influence of NIC constituent parameters on the negative inductor frequency characteristics is considered. The performed analysis and the identified relationships allowed us to propose a step-by-step methodology to design negative inductors having tight tolerance over a broad frequency band. The use of a transmission line section instead of a lumped inductor in the NIC load when realizing negative inductors of high absolute values is shown to be advantageous as this allows providing better tolerance and wider bandwidth.

Results. In order to demonstrate possibilities enabled by the proposed methodology, simulation results are presented for the GHz-range negative inductors with a set of inductance and tolerance values.

Conclusion. The results obtained show that the proposed methodology makes it possible to compensate the conversion error without any numerical optimization and therefore to reduce the deviation of the negative inductance from the target value in the given frequency range or to broaden the bandwidth for a given tolerable deviation of the negative inductance.

Keywords: Non-Foster element, negative inductance, negative impedance converter

For citation: Buiantuev B. S., Kalmykov N. S., Iakovenko E. V., Kholodnyak D. V. A Methodology to Design Broadband Negative Inductors with Tight Tolerance for Microwave Applications. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 6, pp. 74–93. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-74-93

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

Acknowledgements. The RSF Grant No. 23-29-00991.

Submitted 25.10.2023; accepted 01.12.2023; published online 29.12.2023

Введение. С 2000-х годов наблюдается устойчивый интерес к разработке и применению так называемых нефостеровских элементов (НФЭ), которые в определенном диапазоне частот имитируют поведение гипотетических реактивных элементов с отрицательными значениями индуктивности или емкости, характеризующихся отрицательной производной реак-

танса по частоте. Благодаря своим уникальным дисперсионным характеристикам, НФЭ используются для компенсации частотной зависимости традиционных индуктивных и емкостных элементов, реактанс которых согласно теореме Фостера [1] имеет положительную производную, т. е. монотонно возрастает с ростом частоты, что позволяет создавать на осно-

Методика разработки широкополосных отрицательных индуктивностей с малым отклонением для применений в СВЧ-диапазоне

A Methodology to Design Broadband Negative Inductors with Tight Tolerance for Microwave Applications

ве НФЭ широкополосные антенны и СВЧ-устройства. На сегодняшний день области применения НФЭ включают: широкополосное согласование электрически малых антенн [2–13]; частотно-перестраиваемые автоколебательные антенны [14–16]; широкополосные метаматериалы и метаповерхности [16–20]; широкополосные согласующие цепи для усилителей [21–24]; частотно-перестраиваемые генераторы, управляемые напряжением [25–29]; широкополосные фазовращатели [30–32]; широкополосные и частотно-перестраиваемые фильтры [33–37]; варикапы с повышенной управляемостью [38, 39] и др.

НФЭ реализуются в виде активных цепей, поскольку теорема Фостера исключает существование пассивных недиссипативных элементов с отрицательными значениями индуктивности или емкости. Одной из наиболее распространенных цепей, использующихся для реализации НФЭ, является конвертор отрицательного импеданса (КОИ), построенный по схеме Линвилла (рис. 1) [40]. Данный КОИ преобразует импеданс нагрузки Z_H во входной импеданс противоположного знака $Z_{вх} = -kZ_H$ путем инверсии напряжения нагрузки. У идеального КОИ коэффициент преобразования равняется единице ($k = 1$). На практике неидеальность транзисторов и пассивных элементов цепи КОИ приводит к ошибке преобразования ($k \neq 1$), в результате чего значение реализуемой отрицательной индуктивности или емкости отличается от целевого, а значение и знак отклонения зависят от частоты. Как следствие, реализуемый диапазон значений отрицательной ин-

дуктивности или емкости, точность реализации этих значений и рабочая полоса частот НФЭ определяются характеристиками реального КОИ. Таким образом, минимизация ошибки преобразования КОИ является ключевым фактором реализации НФЭ с малым отклонением значения отрицательной индуктивности или емкости от целевого в широкой полосе частот.

КОИ на основе схемы Линвилла предрасположены к автоколебаниям вследствие наличия положительной обратной связи. Устойчивость цепи зависит как от параметров самого КОИ, так и от подключаемых внешних нагрузок [17]. При анализе устойчивости необходимо учитывать частотно-зависимые характеристики транзисторов, наличие паразитных параметров, влияние цепей смещения и т. д. Все эти факторы серьезно влияют на устойчивость КОИ и накладывают дополнительные ограничения на его параметры.

Необходимость учета большого количества факторов, которые опосредованно и разнонаправленно влияют на конечный результат, значительно осложняет разработку НФЭ, а отсутствие универсальной методики приводит к тому, что в подавляющем большинстве случаев разработка осуществляется интуитивно или с использованием численных оптимизационных процедур. При этом целевая функция и вектор начальных значений параметров обычно формируются без априорного знания весов отдельных параметров. В результате характеристики реализованных НФЭ заметно отличаются от целевых. Речь идет прежде всего о точности реализации значений отрицательной индуктивности или емкости, которая определяет их рабочую полосу частот. К тому же при таком "слепом" подходе к разработке для реализации другого значения отрицательной реактивности оптимизацию параметров КОИ требуется проводить заново. Все это ограничивает возможности разработки НФЭ с характеристиками, которые требуются для реальных применений, и тормозит их широкое практическое использование.

В табл. 1 приведены сравнительные характеристики отрицательных индуктивностей, представленных в литературе. У большинства из них, в том числе реализованных в монолитно-интегральном исполнении, верхняя граница

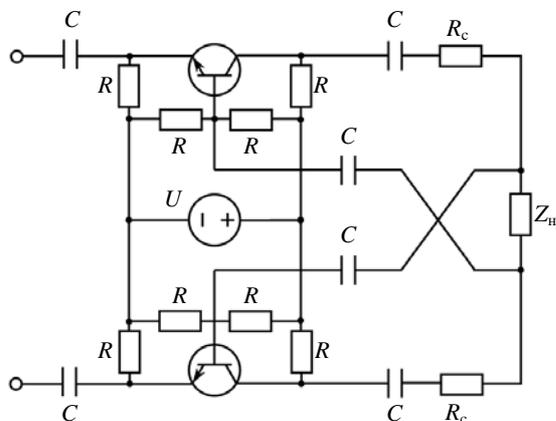


Рис. 1. КОИ по схеме Линвилла

Fig. 1. Linvill's NIC circuit

Табл. 1. Сравнительные характеристики отрицательных индуктивностей по данным современной научно-технической литературы

Tab. 1. Characteristics of negative inductors recently reported in literature

Ссылка	Индуктивность, нГн	Отклонение, %	Полоса частот, ГГц	Транзистор (граничная частота / тех. процесс)
[6]	–190	10	0.01...0.1 (10:1)	BJT BFQ 67 (8 ГГц)
[41]	–220...–260	7	0.05...0.1 (2:1)	BJT BFQ 67 (8 ГГц)
[5]	–110	10	0.15...0.25 (1.7:1)	BJT BFQ 67 (8 ГГц)
[46]	–3,4	10	0.2...0.5 (2.5:1)	LMH6702 (OpAmp)
[44]	–100	10	0.1...0.6 (6:1)	CMOS (0,5 мкм)
[43]	–40...–64	15	0.04...0.8 (20:1)	IBM 8 HP BiCMOS
[45]	–20	9	0.2...0.9 (4.5:1)	0,25 мкм BiCMOS SiGe
[42]	–1	30 / 10	0.1...6.0 / 0.4...3.0 (60:1 / 7.5:1)	CMOS (65 нм)

рабочей полосы частот не превышает 1 ГГц, а ширина полосы частот, в которой отклонение индуктивности от целевого значения составляет менее 10 %, лишь в ряде случаев превосходит две октавы (4:1). Это означает, что существенно меньшие отклонения, которые требуются для реальных практических применений, обеспечиваются в значительно более узкой полосе частот. Однако, поскольку применения НФЭ связаны с созданием новых широкополосных СВЧ-устройств и антенн, характеристики которых напрямую зависят от характеристик НФЭ, реализация последних должна обеспечивать требуемое значение отрицательной реактивности с минимальным отклонением в максимально широкой полосе частот. Для этого необходима методика разработки, обеспечивающая корректный учет всех необходимых факторов на каждом этапе.

В [35] представлена методика разработки НФЭ с отрицательными значениями емкости, которая позволила нам без применения численной оптимизации получить результаты, превосходящие известные из литературы. В настоящей

статье мы распространяем наш подход на НФЭ с отрицательными значениями индуктивности и предлагаем методику их пошаговой разработки с использованием КОИ на основе схемы Линвилла. Предлагаемая методика построена с учетом следующих аспектов: характеристики транзисторов и выбор рабочей точки; компенсация ошибки преобразования КОИ для реализации требуемого значения отрицательной индуктивности с минимальным отклонением; повышение добротности НФЭ за счет компенсации вещественной части входного импеданса КОИ; стабилизация цепи КОИ и обеспечение устойчивости в диапазоне значений внешних нагрузок. Следует отметить, что в литературе представлено гораздо меньше практических реализаций НФЭ с отрицательным значением индуктивности нежели емкости, в то время как потенциал применений НФЭ обоих типов примерно одинаков. Это говорит о том, что реализация отрицательных индуктивностей сопряжена с дополнительными трудностями. В связи с изложенным предлагаемая методика разработки таких НФЭ представляется весьма актуальной.

Методика пошаговой разработки отрицательных индуктивностей. Как показывает накопленный опыт разработки и исследования характеристик НФЭ, несмотря на большое количество факторов, которые разнонаправленно влияют на характеристики, методика разработки НФЭ может быть сведена к определенной последовательности шагов с контролем соответствующих параметров на каждом этапе. На основе анализа влияния параметров отдельных составляющих КОИ на частотные характеристики отрицательной индуктивности и выявленных взаимосвязей мы предлагаем методику разработки широкополосных отрицательных индуктивностей с малым отклонением, которая включает следующие этапы:

- выбор транзисторов с удовлетворяющими параметрами;
- анализ влияния рабочей точки выбранных транзисторов на частотные характеристики КОИ, определение параметров цепей смещения;
- коррекция индуктивности нагрузки КОИ для минимизации отклонения эквивалентной входной индуктивности в заданной полосе частот. Для реализации больших абсолютных значений отрицательной индуктивности с малым отклонением целесообразно в качестве нагрузки КОИ использовать отрезок длинной линии вместо сосредоточенной индуктивности;
- компенсация вещественной части входного импеданса КОИ путем введения в его нагрузку резистора;
- стабилизация цепи КОИ и достижение компромисса между диапазоном изменения внешних нагрузок и отклонением значения отрицательной индуктивности за счет ограничения усиления обратной связи при помощи резисторов (R_C) в коллекторных цепях и (или) путем регулировки напряжения смещения транзисторов.

В последующих разделах представлено детальное объяснение сути отдельных этапов данной методики с наглядной демонстрацией того, как те или иные параметры влияют на характеристики отрицательных индуктивностей на каждом шаге, на примере разработки КОИ для реализации различных значений отрицательной индуктивности в рабочей полосе частот 0.5...2.0 ГГц (4:1).

Выбор транзисторов. Выбор транзисторов является ключевым шагом разработки КОИ. Ошибка преобразования КОИ минимизируется,

если в рабочей полосе частот поведение используемых транзисторов приближается к характеристикам идеального транзистора, т. е. коэффициент передачи по току стремится к единице ($\alpha \rightarrow 1$), а влияние паразитных параметров пренебрежимо мало. Принято считать, что для минимизации ошибки преобразования граничная частота транзисторов $f_{гр}$ должна быть на порядок выше верхней частоты f_{max} требуемой рабочей полосы частот КОИ ($f_{гр}/f_{max} \geq 10$) [17]. Данный критерий обусловлен тем, что на частотах много меньше граничной коэффициент передачи по току слабо зависит от частоты. Однако граничная частота – не единственный критерий выбора транзисторов. Помимо этого необходимо учитывать входной и выходной импеданс, рабочие токи и напряжения, а также паразитные параметры транзистора.

Для демонстрации того, что высокая граничная частота транзисторов не является однозначной гарантией хороших частотных характеристик КОИ, на рис. 2 приведены результаты схемотехнического моделирования для трех КОИ, выполненных по схеме Линвилла (см. рис. 1) и реализующих отрицательные индуктивности -1 , -5 и -10 нГн с применением транзисторов трех различных моделей, каждая из которых характеризуется крайне высокой граничной частотой по отношению к рабочей полосе частот реализуемых отрицательных индуктивностей ($f_{гр}/f_{max} > 30$). Использовались SPICE-модели биполярных транзисторов BFP620, BFR840L3RHESD (далее BFR840) и BFP840ESD (далее BFP840) фирмы Infineon, имеющих критическую частоту 65, 75 и 80 ГГц соответственно. Значения коллекторного тока I_K и напряжения коллектор-эмиттер $U_{К-Э}$ выбирались с целью обеспечить минимально-возможные отклонения от целевых значений отрицательной индуктивности в наиболее широкой полосе частот. Более подробно выбор рабочей точки транзисторов в составе КОИ обсуждается далее. В рассматриваемых примерах были выбраны следующие значения: $I_K = 1.7$ мА и $U_{К-Э} = 1.5$ В – для транзистора BFP620; $I_K = 3.3$ мА и $U_{К-Э} = 1.6$ В – для BFR840;

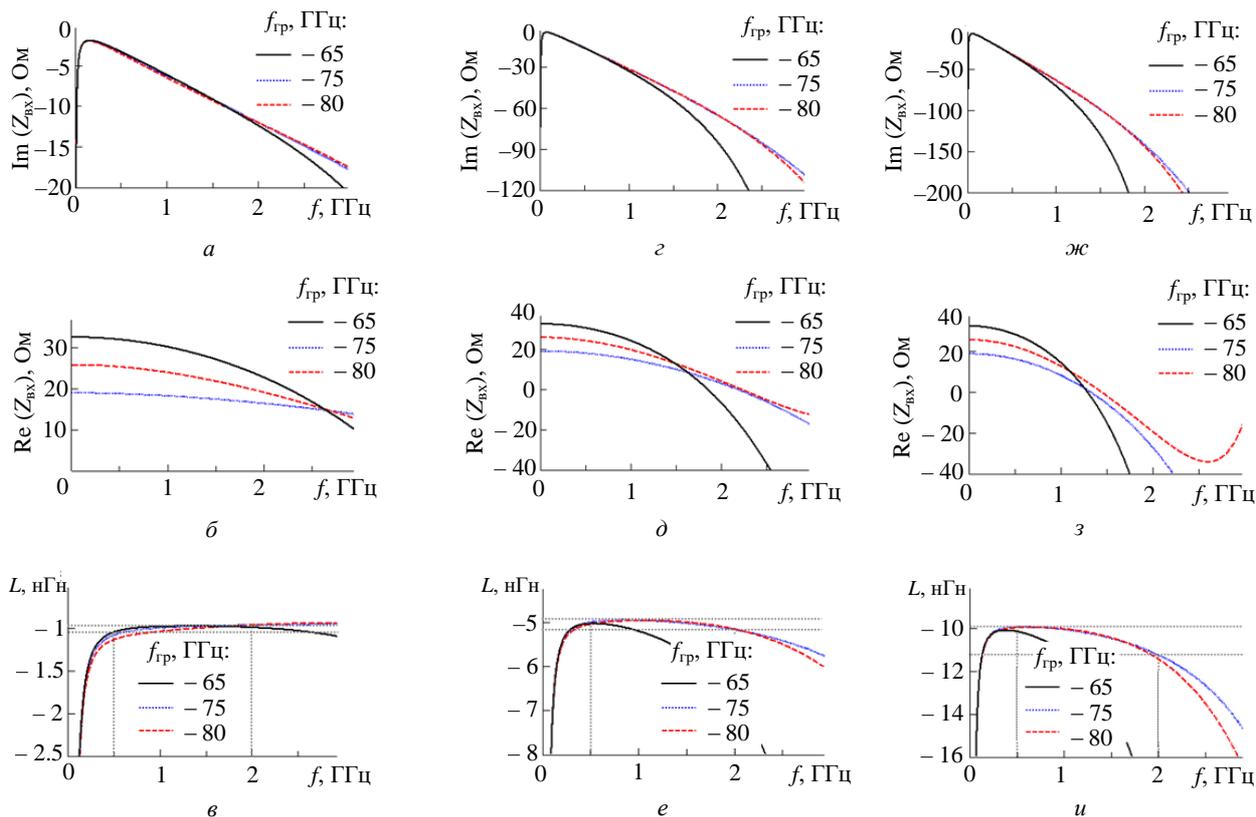


Рис. 2. Частотные зависимости мнимой и вещественной частей входного импеданса, а также эквивалентной входной отрицательной индуктивности КОИ при использовании в качестве нагрузки индуктивности:

a–в – 1 нГн; *z–e* – 5 нГн; *ж–и* – 10 нГн

Fig. 2. Frequency characteristics of the imaginary and real parts of the input impedance as well as the equivalent input inductance of the NIC when employing load inductances of : *a–в* – 1 nH; *z–e* – 5 nH; *ж–и* – 10 nH

$I_K = 2.2$ мА и $U_{K-Э} = 1.6$ В – для BFP840. Для подачи постоянного напряжения смещения от источника $U = 7$ В применялись резисторы $R = 820$ Ом. Блокирующие конденсаторы имели емкость $C = 2.2$ нФ.

При использовании в качестве нагрузки КОИ индуктивности $L_H = 1$ нГн все три КОИ на разных транзисторах демонстрируют сопоставимые характеристики (рис. 2, *a–в*). В выбранной полосе частот (0.5 ... 2.0 ГГц) целевое значение отрицательной индуктивности –1 нГн реализуется с отклонением, не превышающем $\pm 12\%$. Однако при увеличении нагрузки КОИ до 5 нГн (рис. 2, *z–e*) и далее до 10 нГн (рис. 2, *ж–и*) с целью реализации соответствующих значений отрицательной индуктивности, КОИ на основе транзисторов с лишь незначительно меньшей граничной частотой (BFP620) заметно уступает двум другим. При этом КОИ на основе транзисторов BFR840 обладают меньшим входным

сопротивлением и обеспечивают реализацию целевого значения отрицательной индуктивности с меньшим отклонением по сравнению с КОИ, использующими транзисторы BFP840 с более высокой граничной частотой. Заметим, что отклонения значений отрицательной индуктивности от целевых представляют собой ошибки преобразования КОИ, которые в идеале должны быть минимизированы.

Увеличение отклонения отрицательной индуктивности от целевого значения на частотах ниже рабочей полосы связано с неидеальной развязкой между цепями эмиттера, коллектора и обратной связи, которая обеспечивается резисторами R .

Выбор рабочей точки транзисторов. В литературе мало внимания уделяется выбору параметров цепей смещения транзисторов в составе КОИ. Обычно рабочая точка транзисторов устанавливается в центре активного режима для обеспечения максимальной амплитуды

ды выходного сигнала. Однако такое положение рабочей точки обычно не способствует минимизации ошибки преобразования КОИ. При выборе рабочей точки транзисторов, важно оценивать ее влияние на входные характеристики КОИ и выбирать такие параметры цепей смещения, при которых обеспечивается минимальное отклонение реализуемой отрицательной индуктивности от целевого значения.

Влияние рабочей точки транзисторов на характеристики отрицательной индуктивности показано на рис. 3 на примере КОИ с транзисторами BFR840. При приложении постоянного напряжения от источника 5, 7 и 12 В значения коллекторного тока и напряжения коллектор-эмиттер, соответственно, составляют: $I_K=2$ мА и $U_{K-Э}=1.6$ В; $I_K=3.3$ мА и $U_{K-Э}=1.6$ В; $I_K=6.2$ мА и $U_{K-Э}=1.7$ В.

При малых значениях нагрузки КОИ ($L_H = 1$ нГн), напряжение источника $U = 12$ В обес-

печивает наименьшее отклонение отрицательной индуктивности от целевого значения в рабочей полосе частот. В то же время при больших значениях нагрузки КОИ ($L_H = 5$ и 10 нГн) меньшее отклонение значения отрицательной индуктивности достигается при $U = 5$ В. Более высокое напряжение питания обеспечивает более высокий коэффициент усиления по току для усилителя с общей базой в составе КОИ, приближая его значение к единице. С другой стороны, уменьшение напряжения питания способствует уменьшению обратного коэффициента усиления по напряжению [35], который у идеального усилителя с общей базой равняется нулю. Таким образом, из результатов моделирования можно сделать вывод о том, что для уменьшения отклонения от целевого значения при реализации отрицательных индуктивностей с малыми абсолютными значениями более важным фактором является стремление

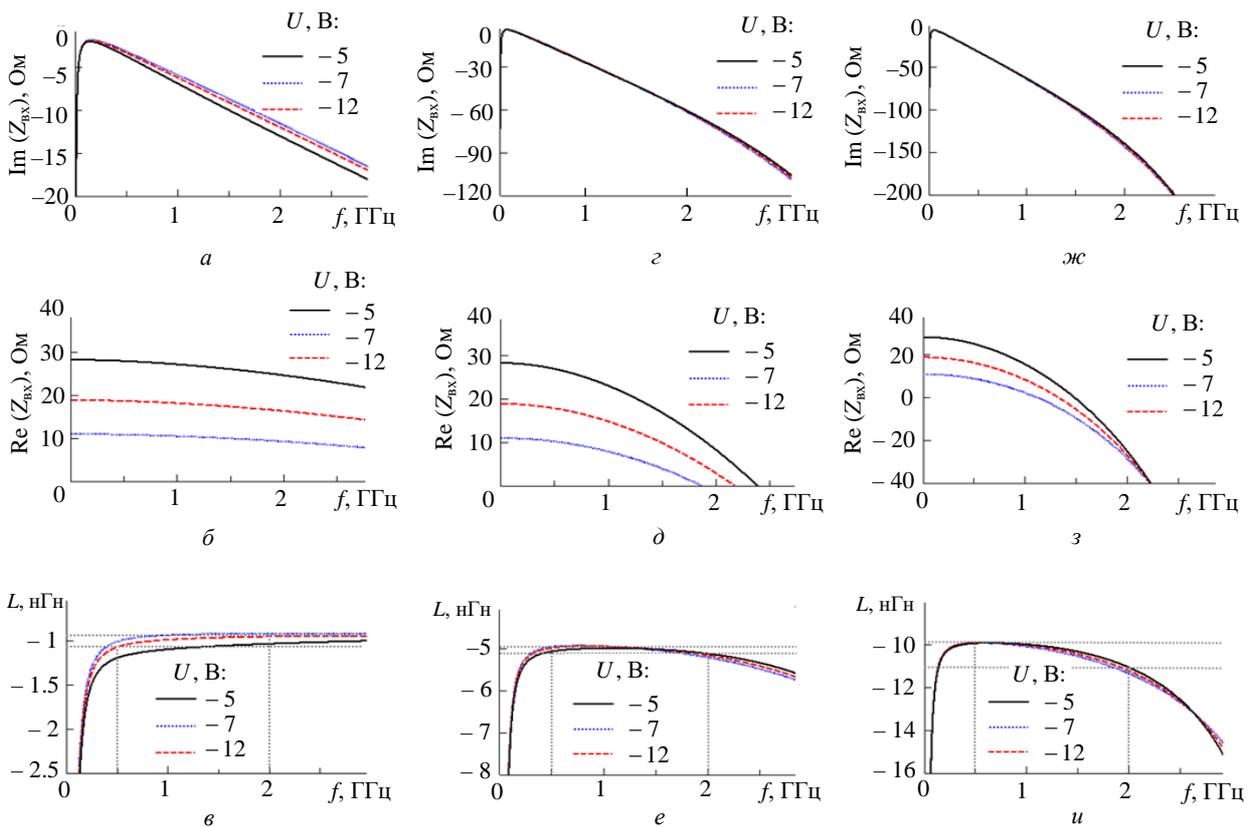


Рис. 3. Частотные зависимости мнимой и вещественной частей входного импеданса, а также эквивалентной входной отрицательной индуктивности КОИ на основе транзисторов BFR840 при разном напряжении питания и использовании в качестве нагрузки индуктивности: а-в – 1 нГн; г-е – 5 нГн; ж-и – 10 нГн

Fig. 3. Frequency characteristics of the imaginary and real parts of the input impedance as well as the equivalent input inductance of the NIC based on transistor BFR840 with a different source voltage when employing load inductances of:

а-в – 1 нГн; г-е – 5 нГн; ж-и – 10 нГн

коэффициента усиления по току к единице, тогда как в случае отрицательных индуктивностей с большими абсолютными значениями на первый план выходит обратный коэффициент усиления по напряжению, который должен стремиться к нулю.

Рабочая точка транзисторов оказывает существенное влияние и на частотную зависимость вещественной части входного импеданса КОИ. При реализации НФЭ активное сопротивление является паразитной составляющей входного импеданса КОИ, которую следует минимизировать для снижения потерь энергии в НФЭ. Для всех трех рассматриваемых значений индуктивности нагрузки L_n наименьшие значения входного сопротивления КОИ достигаются при $U = 12$ В. Однако заметим, что ненулевое входное сопротивление КОИ может быть частично компенсировано на одном из последующих этапов предлагаемой методики. Поэтому оно не является первостепенным фактором для выбора рабочей точки транзисторов.

Таким образом, при реализации нефостеровской отрицательной индуктивности определенного значения, следует выбирать рабочую точку транзисторов, при которой обеспечивается минимальное отклонение индуктивности от целевого значения. При этом желательно, чтобы входное сопротивление КОИ было как можно меньше. В то же время при разработке КОИ, предназначенного для работы с широким диапазоном нагрузок, предпочтение стоит отдавать такой рабочей точке, при которой достигается компромисс между отклонением отрицательной индуктивности, значением входного сопротивления КОИ и током питания при множественных значениях нагрузки. В рассмотренном примере таким компромиссным решением является КОИ с напряжением питания $U = 7$ В.

Особенности реализации отрицательных индуктивностей с большими абсолютными значениями. С повышением абсолютного значения реализуемой отрицательной индуктивности наблюдается "завал" входных характеристик КОИ на высоких частотах, который приводит к увеличению отклонения значения отрицательной индуктивности от целевого в рабочей полосе частот (рис. 3). Такое поведение

объясняется тем, что собственная паразитная емкость КОИ, обусловленная неидеальностью транзисторов, образует колебательный контур с реализуемой отрицательной индуктивностью, резонансная частота которого смещается вниз при увеличении абсолютного значения индуктивности. Данный эффект можно частично компенсировать путем замены сосредоточенной индуктивности в нагрузке КОИ эквивалентным отрезком длинной линии, который включается в цепь КОИ в качестве импеданса нагрузки Z_n (см. рис. 1) аналогично сосредоточенной индуктивности.

Сравнивая матрицы передачи отрезка длинной линии и П-образной цепи, состоящей из последовательной индуктивности L_s и двух одинаковых емкостей "на землю" C_p , можно найти соотношения между параметрами этих элементов [47]:

$$\omega_0 L_s = Z_0 \sin \theta; \quad (1)$$

$$\omega_0 C_p = \frac{\operatorname{tg}(\theta/2)}{Z_0}, \quad (2)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – центральная частота; Z_0 и θ – волновое сопротивление и электрическая длина отрезка длинной линии, соответственно. В данном случае L_s – необходимая индуктивность нагрузки КОИ, для реализации которой электрическая длина линии согласно (1) должна составлять

$$\theta = \arcsin\left(\frac{\omega_0 L_s}{Z_0}\right). \quad (3)$$

Выражения (1)–(3) справедливы при $\theta \leq 90^\circ$. Для реализации индуктивности в виде отрезка длинной линии обычно стремятся использовать короткие отрезки, длина которых не превышает одной восьмой длины волны в линии на центральной частоте, так как это позволяет уменьшить емкость "на землю", которая в данном случае считается паразитной [47]. С этой же точки зрения значения волнового сопротивления линии целесообразно выбирать высокими.

Емкость C_p преобразуется ко входу КОИ в отрицательную и компенсирует собственную емкость КОИ, в результате чего резонансная частота колебательного контура, образованно-

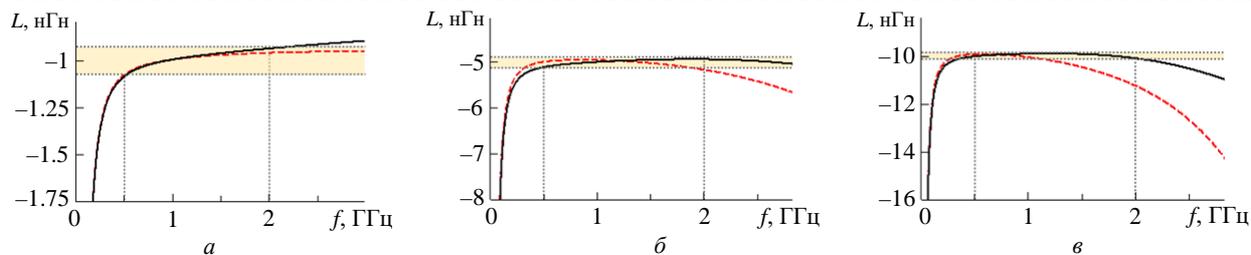


Рис. 4. Частотные зависимости эквивалентной входной отрицательной индуктивности КОИ на основе транзисторов BFR840 при использовании в качестве нагрузки сосредоточенной индуктивности (штриховые линии): a – 1 нГн; b – 5 нГн; v – 10 нГн или эквивалентного отрезка длинной линии (сплошные линии)

Fig. 4. Frequency characteristics of the equivalent input inductance of the NIC based on transistor BFR840 when employing lumped inductances (dashed lines) equal to : a – 1 nH; b – 5 nH; v – 10 nH or equivalent transmission line sections (solid lines)

го отрицательной индуктивностью и положительной емкостью, возрастает. Похожего эффекта можно добиться, используя в качестве $Z_{\text{н}}$ упомянутую ранее П-образную реактивную цепь. Однако необходимо иметь в виду, что такая цепь эквивалентна отрезку длинной линии в ограниченной полосе частот в окрестностях центральной частоты. В широкой полосе частот их характеристики могут существенно различаться. К тому же реализация отрезка длинной линии в интегральном исполнении представляется более простым и удобным решением для практических применений. Для рассматриваемого примера использование отрезка длинной линии в качестве индуктивности нагрузки КОИ оправданно, начиная с реализации отрицательной индуктивности -5 нГн (рис. 4, b), и позволяет существенно уменьшить отклонение в рабочей полосе частот для отрицательной индуктивности -10 нГн (рис. 4, v). В то же время при малых значениях реализуемой отрицательной индуктивности лучшие частотные характеристики достигаются при использовании в нагрузке КОИ сосредоточенной индуктивности, как показано на рис. 4, a .

Коррекция индуктивности нагрузки КОИ. Ошибка преобразования, вносимая неидеальным КОИ, выражается в том, что значение реализуемой отрицательной индуктивности отличается от целевого, а значение и знак отклонения зависят от частоты (рис. 5). Целесообразно, чтобы в пределах рабочей полосы частот отклонение принимало как положительные, так и отрицательные значения, а его максимальные значения были одинаковы по абсолютной величине, но противоположны по знаку. Этого можно добиться, корректируя пара-

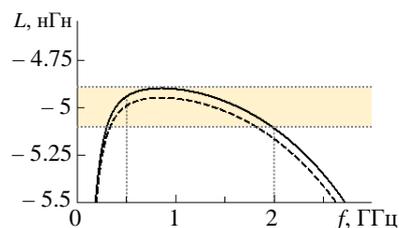


Рис. 5. Частотные зависимости эквивалентной входной отрицательной индуктивности КОИ, реализующего отрицательную индуктивность -5 нГн, до коррекции нагрузки (штриховая линия) и после (сплошная линия)

Fig. 5. Frequency characteristics of the equivalent input inductance of the NIC to realize the negative inductance of -5 nH, before the NIC load correction (dashed line) and after (solid line)

метры нагрузки КОИ. В частности, коррекция значения индуктивности нагрузки позволяет сдвинуть частотную характеристику отрицательной индуктивности вверх или вниз относительно целевого значения и симметризовать отклонение в рабочей полосе частот.

Например, КОИ на основе транзисторов BFR840 с рабочей точкой $I_{\text{к}}=3.3$ мА и $U_{\text{к-э}}=1.6$ В ($U=7$ В; $R=820$ Ом; $C=2.2$ нФ) при нагрузке $L_{\text{н}}=5$ нГн реализует отрицательную индуктивность, значение которой в полосе частот $0.5\dots 2.0$ ГГц варьируется от -4.94 до -5.16 нГн, как показано на рис. 5 штриховой линией. Таким образом, целевое значение -5.0 нГн реализуется с отклонением $-0.16/+0.6$ нГн, что соответствует $-3.2/+1.2$ %. Чтобы получить симметричное отклонение в ± 0.11 нГн (± 2.2 %), характеристику необходимо сдвинуть вверх на 0.05 нГн (сплошная линия на рис. 5). Эта задача решается путем уменьшения индуктивности нагрузки на те же 0.05 нГн, т. е. до $L_{\text{н}}=4.95$ нГн.

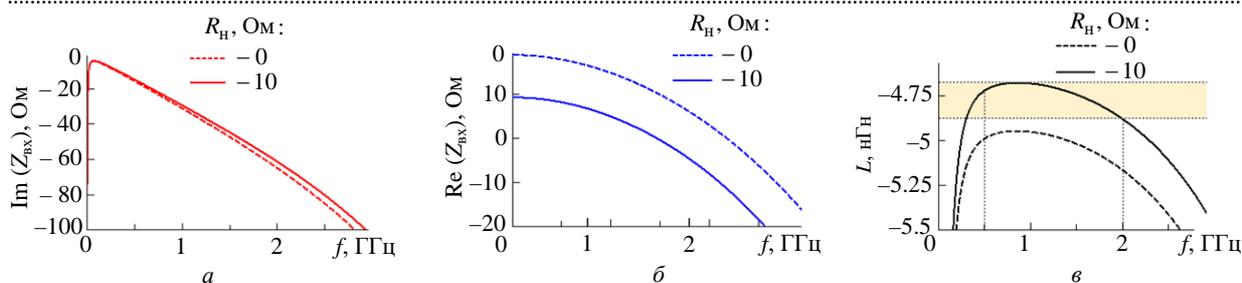


Рис. 6. Частотные зависимости мнимой и вещественной частей входного импеданса (а, б), а также эквивалентной входной отрицательной индуктивности (в) КОИ, реализующего отрицательную индуктивность -5 нГн, до компенсации входного сопротивления путем введения резистора R_n в нагрузку (штриховые линии) и после (сплошные линии)

Fig. 6. Frequency characteristics of the imaginary and real parts of the input impedance (a, б) as well as the equivalent input inductance (в) of the NIC to realize the negative inductance of -5 nH, before using resistor R_n to compensate the NIC input resistance (dashed line) and after (solid line)

Компенсация входного сопротивления КОИ. Как упоминалось ранее, входной импеданс КОИ характеризуется ненулевой вещественной составляющей. При этом чем выше входное сопротивление КОИ, тем меньше эквивалентная добротность реализуемой отрицательной индуктивности. Для компенсации входного сопротивления в нагрузку КОИ последовательно с индуктивностью L_n может быть включен резистор R_n , сопротивление которого преобразуется ко входу КОИ в отрицательное, уменьшая тем самым входное сопротивление КОИ.

Рис. 6 иллюстрирует влияние резистора $R_n = 10$ Ом на частотные характеристики КОИ на основе транзисторов BFR840, реализующего отрицательную индуктивность с целевым значением -5.0 нГн из предыдущего примера. Значение сопротивления нагрузки КОИ выбрано таким, чтобы входное сопротивление имело в рабочей полосе частот симметричное отклонение относительно нуля.

Следует отметить, что введение резистора в нагрузку КОИ также оказывает влияние и на мнимую часть входного импеданса (рис. 6, в), в связи с чем может потребоваться повторная коррекция индуктивности нагрузки L_n .

Стабилизация цепи КОИ. Вследствие того, что КОИ, построенный по схеме Линвилла, состоит из двух усилителей, каждый из которых включен в петлю положительной обратной связи другого усилителя, цепь КОИ склонна к самовозбуждению. Поэтому при разработке НФЭ важной задачей является обеспечение устойчивого режима работы цепи КОИ.

Многие методы анализа устойчивости цепей, традиционно используемые в технике СВЧ, неприменимы к НФЭ [17]. Основными проблемами при анализе устойчивости НФЭ являются выбор области анализа и представление анализируемой цепи. Область анализа должна учитывать переходные процессы, вследствие которых цепь может перейти в неустойчивое состояние. Анализ устойчивости с учетом переходных процессов гарантируется с помощью методов анализа во временной или частотной области, если рассматриваются частоты от $-\infty$ до $+\infty$. Другая проблема заключается в возможности возникновения неустойчивого режима работы, не наблюдаемого на выходах цепи (так называемый скрытый режим) [17]. Данная проблема решается методами анализа, не только оценивающими входной коэффициент отражения, но и учитывающими все контуры и узлы анализируемой цепи. Существует несколько надежных методов анализа устойчивости, которые удовлетворяют указанным требованиям и не приводят к неверной оценке устойчивости цепи (анализ передаточной функции, критерий нормированной детерминантной функции (НДФ), метод Найквиста и т. д.) [17, 48]. Для анализа устойчивости НФЭ в частотной области широкое распространение получил критерий НДФ [48, 49].

Устойчивость НФЭ рассматривается в контексте значений импеданса внешней нагрузки, при которых цепь КОИ устойчива. В отсутствие подключаемой ко входу КОИ внешней нагрузки, которая содержит мнимую составляющую, цепь КОИ априори является неустойчивой [17, 49]. Для идеального КОИ устойчи-

вость обеспечивается, если реализуемая отрицательная индуктивность L_0 не превышает по абсолютной величине значение последовательно подключенной внешней индуктивности: $|L_0| \leq L_{\text{вн}}$. В случае реального КОИ диапазон допустимых значений внешней нагрузки зависит от параметров цепи КОИ, в том числе от внутренней нагрузки КОИ, импеданс которой преобразуется в отрицательный. Диапазон допустимых значений внешней нагрузки тем шире, чем уже рабочая полоса частот НФЭ и наоборот [35]. Таким образом, повысить устойчивость НФЭ можно преднамеренным ограничением его рабочей полосы частот, контроль ширины которой может быть осуществлен, например, посредством изменения рабочей точки транзисторов.

В табл. 2 сведены результаты исследования характеристик КОИ на базе транзисторов

BFR840, реализующего отрицательную индуктивность $L_0 = -5$ нГн. В качестве внешней нагрузки КОИ использовалась индуктивность $L_{\text{вн}}$ и сопротивление источника сигнала 50 Ом. Внешняя индуктивность включалась последовательно между выходом источника и одним из входных терминалов КОИ, в то время как другой терминал КОИ был заземлен. Исследовалась взаимосвязь между устойчивостью НФЭ и шириной его рабочей полосы частот при изменении напряжения питания U . Для каждого значения напряжения питания оценивались диапазон допустимых значений внешней индуктивности $L_{\text{вн}}$, при которых цепь является устойчивой по критерию НДФ, и ширина рабочей полосы частот. Рабочая полоса частот определялась по отклонению значения отрицательной индуктивности на $\pm 5\%$ от целевого. Полоса частот максимизировалась путем коррекции

Табл. 2. Диапазон допустимых значений внешней нагрузки, при которых цепь КОИ устойчива, для различной рабочей полосы частот реализуемой отрицательной индуктивности

Tab. 2. Range of admissible external loads, which the NIC is stable with, for different operating bandwidths of the realized negative inductance

L_0 , нГн	-5	-5	-5	-5	-5
$L_{\text{н}}$, нГн	4.75	4.79	4.8	4.81	4.82
U , В	5	6	7	8	9
$f_{-5\%}$, ГГц	0.21	0.2	0.2	0.2	0.2
$f_{+5\%}$, ГГц	2.83	2.7	2.61	2.55	2.54
$\Delta f/f_0$, %	262	250	241	235	234
$L_{\text{вн}}$, нГн	7.50	7.50	7.50	7.50	7.50
	7.51	7.51	7.51	7.51	7.51
	7.52	7.52	7.52	7.52	7.52
	7.53	7.53	7.53	7.53	7.53
	9.80	9.80	9.80	9.80	9.80
	10.70	10.70	10.70	10.70	10.70
	11.50	11.50	11.50	11.50	11.50
	12.37	12.37	12.37	12.37	12.37
	13.13	13.13	13.13	13.13	13.13
	13.14	13.14	13.14	13.14	13.14

Табл. 3. Диапазон допустимых значений внешней нагрузки, при которых цепь КОИ устойчива, для различных значений сопротивления стабилизирующих резисторов

Tab. 3. Range of admissible external loads, which the NIC is stable with, for different stabilizing resistor values

L_0 , нГн	-5	-5	-5	-5	-5
$L_{н}$, нГн	4.8	4.82	4.85	4.87	4.9
R_c , Ом	0	2	4	6	8
$f_{-5\%}$, ГГц	0.2	0.2	0.2	0.2	0.2
$f_{+5\%}$, ГГц	2.61	2.61	2.61	2.61	2.61
$\Delta f/f_0$, %	241	241	241	241	241
$L_{вн}$, нГн	6.99	6.99	6.99	6.99	6.99
	7.09	7.09	7.09	7.09	7.09
	7.21	7.21	7.21	7.21	7.21
	7.35	7.35	7.35	7.35	7.35
	7.52	7.52	7.52	7.52	7.52
	7.53	7.53	7.53	7.53	7.53
	11.50	11.50	11.50	11.50	11.50
	11.51	11.51	11.51	11.51	11.51
	12.15	12.15	12.15	12.15	12.15
	12.84	12.84	12.84	12.84	12.84
	13.48	13.48	13.48	13.48	13.48
14.19	14.19	14.19	14.19	14.19	

индуктивности нагрузки $L_{н}$, как описано ранее. В табл. 2 значения $L_{вн}$, при которых цепь неустойчива, выделены заливкой. Для рассматриваемого примера увеличение напряжения смещения с 5 до 9 В приводит к сужению рабо-

чей полосы частот с 262 до 234 %. При этом интервал допустимых значений $L_{вн}$ расширяется с [7.51 нГн; 9.8 нГн] до [7.52 нГн; 13.13 нГн].

Другой способ повышения устойчивости основан на введении дополнительных резисторов

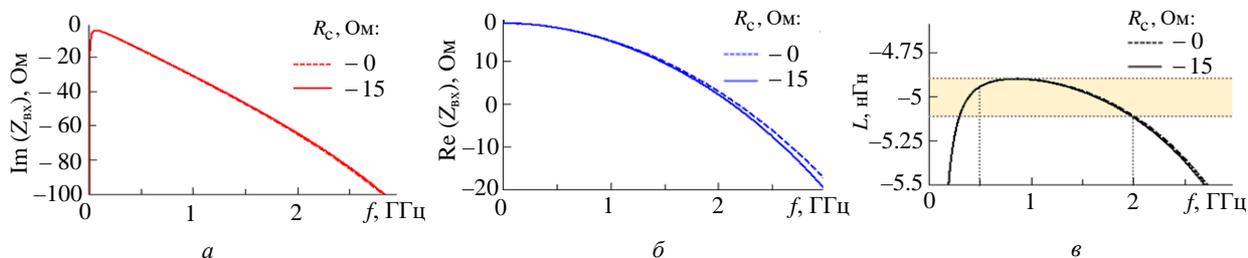


Рис. 7. Влияние резисторов R_c на частотные характеристики КОИ на основе транзисторов BFR840, реализующего отрицательную индуктивность -5 нГн

Fig. 7. Influence of the stabilizing resistors R_c value on the frequency characteristics of the BFR840-based NIC to realize the negative inductance of -5 nH

Табл. 4. Характеристики широкополосных отрицательных индуктивностей

Tab. 4. Characteristics of broadband negative inductors

L_0 , нГн	Отклонение, %	f_{\min} , ГГц	f_{\max} , ГГц	f_0 , ГГц	Δf , ГГц	$\Delta f/f_0$, %	L_n , нГн	Z_0 , Ом	θ , °	$L_{\text{вн}}$, нГн
-1.0	± 1	0.9	1.2	1.0	0.4	34	1.4	–	–	1.2...8.8
	± 2	0.7	1.4	1.0	0.7	64	1.4	–	–	1.2...8.7
	± 5	0.5	5.0	1.6	4.5	284	1.4	–	–	1.1...8.6
-2.0	± 1	0.8	2.2	1.3	1.4	102	2.5	–	–	2.4...13.4
	± 2	0.7	2.5	1.3	1.8	141	2.4	–	–	2.4...13.2
	± 5	0.3	3.8	1.1	3.4	302	2.4	–	–	2.35...12.9
-3.0	± 1	0.5	2.1	1.0	1.6	151	3.6	–	–	3.5...20.7
	± 2	0.4	2.4	1.0	2.0	196	3.4	–	–	3.5...20.5
	± 5	0.3	3.2	0.9	2.9	312	3.3	–	–	3.4...19.7
-4.0	± 1	0.4	1.7	0.9	1.3	145	4.4	–	–	4.6...32.2
	± 2	0.3	2.1	0.8	1.8	208	4.4	–	–	4.6...31.6
	± 5	0.2	2.8	0.8	2.6	320	4.3	–	–	4.4...30.0
-5.0	± 1	0.4	1.6	0.8	1.2	150	5.4	–	–	5.7...51.5
	± 2	0.3	1.9	0.8	1.6	210	5.3	–	–	5.6...50.4
	± 5	0.2	2.5	0.7	2.3	328	5.2	–	–	5.5...46.7
-6.0	± 1	0.4	1.4	0.7	1.0	146	–	90	28	6.8...9.0
	± 2	0.3	1.8	0.7	1.5	216	–	90	28	6.8...8.8
	± 5	0.2	2.4	0.7	2.2	317	–	90	28	6.7...8.3
-7.0	± 1	0.3	1.3	0.7	1.0	150	–	90	33	7.7...12.2
	± 2	0.3	1.6	0.6	1.4	216	–	90	33	7.7...12.0
	± 5	0.2	2.0	0.6	1.8	284	–	90	33	7.5...11.3
-8.0	± 1	0.3	1.2	0.6	0.9	146	–	90	38	8.7...16.3
	± 2	0.2	1.5	0.6	1.3	204	–	90	38	8.6...15.9
	± 5	0.2	2.1	0.6	1.9	325	–	90	38	8.4...14.9
-9.0	± 1	0.3	1.2	0.6	0.9	154	–	90	42	9.7...21.4
	± 2	0.2	1.4	0.6	1.2	208	–	90	42	9.6...20.9
	± 5	0.2	2.0	0.6	1.8	329	–	90	42	9.3...19.3
-10.0	± 1	0.2	1.2	0.5	1.0	189	–	90	47	10.6...28.2
	± 2	0.2	1.6	0.6	1.4	235	–	90	47	10.5...27.4
	± 5	0.1	1.9	0.5	1.8	330	–	90	47	10.2...25.2

в коллекторные цепи транзисторов (R_c на рис. 1) для ограничения коллекторного тока и, соответственно, коэффициента усиления по току [4], [35].

Влияние стабилизирующих резисторов R_c на характеристики КОИ, в том числе на его устойчивость при подключении внешней индуктивности, иллюстрируют рис. 7 и табл. 3 для случая реализации отрицательной индуктивности -5 нГн из предыдущего примера при напряжении источника $U = 7$ В. Для каждого значения сопротивления R_c оценивались диапазон допустимых значений внешней индуктивности, при которых цепь устойчива, и ширина рабочей полосы частот. При допустимом отклонении реализуемой индуктивности от целевого значения в $\pm 5\%$, введение резисторов $R_c \leq 8$ Ом слабо влияет на входной импеданс КОИ (рис. 7). При этом имеет место значительное расширение диапазона внешних нагрузок $L_{вн}$, при которых цепь устойчива.

Метод обеспечения устойчивости цепи, основанный на использовании стабилизирующих резисторов, является предпочтительным по сравнению с подстройкой напряжения смещения, так как в этом случае диапазон допустимых значений внешней нагрузки расширяется без сопутствующего сужения рабочей полосы частот, и, следовательно, отсутствует необходимость поиска компромисса между этими двумя параметрами.

Результаты применения предложенной методики. Последовательное выполнение этапов представленной методики и соблюдение изложенных рекомендаций позволяют разрабатывать широкополосные отрицательные индуктивности с малым отклонением от целевого значения для применений в гигагерцовом диапазоне частот. В табл. 4 приведены характеристики отрицательных индуктивностей от -1 до -10 нГн с различными значениями допустимого отклонения в диапазоне частот $0.5 \dots 2.0$ ГГц, разработанных по предложенной методике с учетом коррекции нагрузки и обеспечением устойчивости при помощи стабилизирующих резисторов в коллекторных цепях. Ширина рабочей полосы частот ожидаемо оказывается тем меньше, чем меньше

значение индуктивности по абсолютной величине и чем меньшее отклонение от целевого значения требуется. Вместе с тем данные расчетные характеристики, полученные без применения численной оптимизации, превосходят все известные из литературы по соотношению отклонение/рабочая полоса частот, что открывает возможности для использования таких отрицательных индуктивностей в СВЧ-устройствах для широкополосных применений.

Заключение. Для разработки широкополосных отрицательных индуктивностей с малым отклонением от целевого значения необходимо минимизировать ошибку преобразования практических КОИ. Сложность состоит в необходимости учитывать одновременное разнонаправленное влияние на характеристики КОИ множества факторов, таких как частотно-зависимые характеристики транзисторов, наличие паразитных параметров, влияние цепей смещения и т. д. Исследование влияния различных факторов позволило установить взаимосвязи между отдельными факторами и предложить простую методику пошаговой разработки отрицательных индуктивностей, которая позволяет уменьшить отклонение от целевого значения отрицательной индуктивности в заданной полосе частот или расширить рабочую полосу частот при заданном допустимом отклонении отрицательной индуктивности. Впервые показано, что использование в качестве нагрузки КОИ отрезка длинной линии вместо сосредоточенной индуктивности ведет к уменьшению отклонения и расширению рабочей полосы частот при реализации отрицательных индуктивностей с большими абсолютными значениями.

Предложенная методика была протестирована для разработки ряда широкополосных отрицательных индуктивностей с различными значениями и отклонениями для применений в СВЧ-диапазоне. Полученные результаты моделирования подтверждают эффективность предложенной методики, применение которой позволило обеспечить лучшее соотношение между отклонением отрицательной индуктивности от целевого значения и шириной рабочей полосы частот.

Авторский вклад

Буянтуев Баир Саянович – выбор транзисторов и рабочей точки; анализ устойчивости и стабилизация цепи КОИ; подготовка текста статьи.

Калмыков Никита Сергеевич – реализация отрицательных индуктивностей с большими абсолютными значениями и отклонениями для применений в СВЧ-диапазоне

Методика разработки широкополосных отрицательных индуктивностей с малым отклонением для применений в СВЧ-диапазоне

A Methodology to Design Broadband Negative Inductors with Tight Tolerance for Microwave Applications

значениями; коррекция индуктивности нагрузки КОИ; компенсация входного сопротивления КОИ; подготовка рисунков и текста статьи.

Яковенко Егор Валерьевич – результаты применения предложенной методики.

Холодник Дмитрий Викторович – аннотация, введение; методика пошаговой разработки отрицательных индуктивностей; заключение; подготовка текста статьи.

Author's contribution

Bair S. Buiantuev, selection of transistors and work points; stability analysis and circuit stabilization; preparing paper text.

Nikita S. Kalmykov, realization of negative inductors of high absolute value; correction of NIC load inductance; compensation of NIC input resistance; preparing paper text and figures.

Egor V. Iakovenko, results of proposed methodology application.

Dmitry V. Kholodnyak, abstract; introduction; the step-by-step methodology to design negative inductors; conclusion; preparing paper text.

Список литературы

1. Foster R. M. A Reactance Theorem // Bell Labs Technical J. 1924. Vol. 3, № 2. P. 259–267. doi: 10.1002/j.1538-7305.1924.tb01358.x
2. Sussman-Fort S. E., Rudish R. M. Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas // IEEE Trans. on Antennas and Propag. 2009. Vol. 57, № 8. P. 2230–2241. doi: 10.1109/TAP.2009.2024494
3. Zhu N., Ziolkowski R. W. Broad-Bandwidth, Electrically Small Antenna Augmented with an Internal Non-Foster Element // IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2012. Vol. 11. P. 1116–1120. doi: 10.1109/LAWP.2012.2219572
4. Elfrgani A. M., Rojas R. G. Stabilizing Non-Foster-Based Tuning Circuits for Electrically Small Antennas // Proc. IEEE Antennas Propag. Int. Symp. Memphis, TN, USA, July 2014. IEEE, 2014. P. 464–465. doi: 10.1109/APS.2014.6904563
5. Non-Foster Broadband Matching Networks for Electrically-Small Antennas / N. Ivanov, B. Buyantuev, V. Turgaliev, D. Kholodnyak // Proc. 2016 Loughborough Antennas and Propagation Conf. Loughborough, UK, Nov. 2016. IEEE, 2017. P. 1–4. doi: 10.1109/LAPC.2016.7807596
6. Ivanov N., Turgaliev V., Kholodnyak D. Performance Improvement of an Electrically-Small Loop Antenna Matched with Non-Foster Negative Inductance // Proc. 2017 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Honolulu, HI, USA, June 2017. IEEE, 2017. P. 348–351. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8059117
7. Jacob M. M., Sievenpiper D. F. Non-Foster Matched Antennas for High-Power Applications // IEEE Trans. Antennas Propag. 2017. Vol. 65, № 9. P. 4461–4469. doi: 10.1109/TAP.2017.2727513
8. Improved Signal-to-Noise Ratio, Bandwidth-Enhanced Electrically Small Antenna Augmented With Internal Non-Foster Elements / T. Shi, M.-C. Tang, Z. Wu, H.-X. Xu, R. W. Ziolkowski // IEEE Trans. Antennas Propag. 2019. Vol. 67, № 4. P. 2763–2768. doi: 10.1109/TAP.2019.2894331
9. Batel L., Pintos J.-F., Rudant L. Superdirective and Broadband Compact Antenna Array Using Non-Foster Elements // Proc. 2019 Int. Workshop on Antenna Technol. (iWAT), Miami, FL, USA, May 2019. IEEE, 2019. P. 17–20. doi: 10.1109/IWAT.2019.8730643
10. Design of Compact Superdirective and Reconfigurable Array Antenna Associated with Non-Foster Elements for IoT / S. Souai, A. Diallo, J. -M. Ribero, T. Aguilu // Proc. 2020 Int. Workshop on Antenna Technol. (iWAT), Bucharest, Romania, Feb. 2020. IEEE, 2020. P. 1–4. doi: 10.1109/iWAT48004.2020.1570607198
11. Lee Y.-H., Cho S.-Y., Chung J.-Y. SNR Enhancement of an Electrically Small Antenna Using a Non-Foster Matching Circuit // Appl. Sci. 2020. Vol 10, № 13. P. 4464. doi:10.3390/app10134464
12. Methodology for broadband matching of electrically small antenna using combined non-Foster and passive networks / S. Almokdad, R. Lababidi, M. Le Roy, S. Sadek, A. Perennec, D. Le Jeune // Analog Integr Circ Sig Process. 2020. Vol. 104. P. 251–263. doi:10.1007/s10470-020-01672-3
13. Albarracín-Vargas F., González-Posadas V., Segovia-Vargas D. Small Printed Antenna Array Based on Non-Foster Networks // Proc 17th Int. Congr. on Artif. Mat. for Novel Wave Phenomena (Metamaterials 2023), Crete, Greece, Sept. 2023. IEEE, 2023. P. X-332–X-334. doi: 10.1109/Metamaterials58257.2023.10289315
14. A Novel Design Methodology for Non-Foster Elements with Application in Broadband Self-Oscillating Antennas / B. Buiantuev, L. Vincelj, D. Kholodnyak, S. Hrabar // Proc. of 14th Eur. Conf. on Antennas and Propag. (EuCAP 2020), Copenhagen, Denmark, March 2020. IEEE, 2020. P. 1–4. doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135388
15. Non-Foster Self-Oscillating Single-Loop Antenna / S. Hrabar, D. Kholodnyak, B. Buiantuev, D. Dobrijevic, M. Jakovcev, A. Zeljko, M. Martinic, I. Krois // Proc. of 14th Int. Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials 2020), New York, USA, Oct. 2020. IEEE, 2020. P. X-124–X-126. doi: 10.1109/Metamaterials49557.2020.9285087
16. Vincelj L., Krois I., Hrabar S. Toward Self-Oscillating Non-Foster Unit Cell for Future Active Metasurfaces // IEEE Trans. Antennas Propag. 2020. Vol. 68, № 3. P. 1665–1679. doi: 10.1109/TAP.2019.2951529

17. Hrabar S. First Ten Years of Active Metamaterial Structures with "Negative" Elements // *EPJ Applied Metamaterials*. 2018. Vol. 5, № 9. P. 1–12. doi: 10.1051/epjam/2018005
18. Temporal Metamaterials with Non-Foster Networks / Y. Kiasat, V. Pacheco-Peña, B. Edwards, N. Engheta // *Proc. 2018 Conf. on Lasers and Electro-Optics, San Jose, CA, USA, May 2018*. IEEE, 2018. P. 1–2. doi: 10.1364/CLEO_AT.2018.JW2A.90
19. Study and Optimization of a Non-Foster Circuit for the Design of Wideband Metasurfaces / C. Fisné, C. Martel, A. Franc, N. Raveu // *Proc. 2019 Int. Conf. on Electromagn. in Adv. Appl., Granada, Spain, Sep. 2019*. IEEE, 2019. P. 0761–0764. doi: 10.1109/ICEAA.2019.8879230
20. Kalmykov N., Buiantuev B., Kholodnyak D. Broadband Metasurfaces Loaded with Non-Foster Elements // *J. of Phys.: Conf. Ser.* 2021. Vol. 2015, 012061. P. 1–7. doi: 10.1088/1742-6596/2015/1/012061
21. A Wideband IM3 Cancellation Technique Using Negative Impedance for LNAs with Cascode Topology / W. Cheng, A. J. Annema, G. J. M. Wienk, B. Nauta // *Proc. 2012 IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp. Montreal, QC, Canada, Jun. 2012*. IEEE, 2012. P. 13–16. doi: 10.1109/RFIC.2012.6242221
22. A 6–18 GHz GaN pHEMT Power Amplifier Using non-Foster Matching / S. Lee, H. Park, J. Kim, Y. Kwon // *Proc. 2015 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp., Phoenix, AZ, USA, May 2015*. IEEE, 2015. P. 1–4. doi: 10.1109/MWSYM.2015.7167127
23. Akwuruoha C. N., Hu Z. 64 to 70 GHz Microstrip Non-Foster Circuit Class-J GaAs pHEMT Power Amplifier // *Proc. 25th Telecommun. Forum, Belgrade, Serbia, Nov. 2017*. IEEE, 2018. P. 1–4. doi: 10.1109/TELFOR.2017.8249391
24. Akwuruoha C. N., Hu Z. 55 to 59 GHz MMIC Non-Foster Circuit Enabled Class-J GaAs pHEMT Power Amplifier // *Proc. 2018 Int. Conf. on Integr. Circuit Design and Technol., Otranto, Italy, June 2018*. IEEE, 2018. P. 149–152. doi: 10.1109/ICICDT.2018.8399778
25. Chen Y., Mouthaan K. Wideband Varactorless LC VCO Using a Tunable Negative-Inductance Cell // *IEEE Trans. on Circuits and Syst. I: Regular Papers*. 2010. Vol. 57, № 10. P. 2609–2617. doi: 10.1109/TCSI.2010.2046967
26. –189 dBc/Hz FOMT Wide Tuning Range Ka-band VCO Using Tunable Negative Capacitance and Inductance Redistribution / Q. Wu, S. Elabd, T. K. Quach, A. Mattamana, S. R. Dooley, J. McCue, P. L. Orlando, G. L. Creech, A. W. Khalil // *Proc. 2013 IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp., Seattle, WA, USA, June 2013*. IEEE, 2013. P. 199–202. doi: 10.1109/RFIC.2013.6569560
27. A W-band Push-Push VCO Using Non-Foster Circuit for Enhanced Frequency Tuning Range / W. Lee, S. Lee, H. Park, K. Choi, W. Lee, Y. Kwon // *Proc. 2016 URSI Asia-Pacific Radio Sci. Conf., Seoul, Korea, Aug. 2016*. IEEE, 2016. P. 653–656.
28. Ka-band VCO with Parasitic Capacitance Cancelling Technique / W. Lee, S. Lee, J. Choi, J. So, Y. Kwon // *Electronics Lett.* 2017. Vol. 53, № 1. P. 38–40. doi: 10.1049/el.2016.3799
29. Nguyen D.-A., Seo C. A Novel Varactorless Tuning Technique for Clapp VCO Design Using Tunable Negative Capacitor to Increase Frequency-Tuning Range // *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. P. 99562–99570. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3096187
30. A Frequency Independent Phase Inverting All-Pass Network Suitable for a Design of Ultra-Wideband 180° Phase Shifters / D. Kholodnyak, V. Turgaliev, A. Rusakov, K. Zemlyakov, I. Vendik // *Proc. 2011 41st European Microwave Conf., Manchester, UK, Oct. 2011*. IEEE, 2011. P. 643–646. doi: 10.23919/EuMC.2011.6101987
31. Buyantuev B., Kholodnyak D. Design of Immittance Inverters and Phase Inverters with Non-Foster Elements // *Proc. 22nd Int. Conf. on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Poznan, Poland, May 2018*. IEEE, 2018. P. 29–32. doi: 10.23919/MIKON.2018.8405203
32. Wide-band Active Tunable Phase Shifter Using Improved Non-Foster Circuit / S. Al Mokdad, R. Lababidi, M. Le Roy, S. Sadek, A. Perennec, D. Le Jeune // *Proc 2018 25th IEEE Int. Conf. on Electronics, Circuits and Syst., Bordeaux, France, Dec. 2018*. IEEE, 2019. P. 449–452. doi: 10.1109/ICECS.2018.8618011
33. Kholodnyak D. V., Turgaliev V. M. Towards a Design of the Ultra-Wideband Microwave Devices Using the Non-Foster Negative Reactances // *Proc. 7th German Microwave Conf., Ilmenau, Germany, Mar. 2012*. IEEE, 2012. P. 1–4.
34. Shi T., Tang M.-C., Ziolkowski R. W. The Design of a Compact, Wide Bandwidth, Non-Foster-Based Substrate Integrated Waveguide Filter // *Proc. 2018 IEEE Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propag., Auckland, New Zealand, Aug. 2018*. IEEE, 2018. P. 54–56. doi: 10.1109/APCAP.2018.8538271
35. Physically Oriented Design of Negative Capacitors Based on Linvill's Floating Impedance Converter / B. Buiantuev, N. Kalmykov, D. Kholodnyak, A. Brizic, L. Vincelj, S. Hrabar // *IEEE Trans. on Microwave Theory & Techniques*. 2022. Vol. 70, № 1. P. 139–154. doi: 10.1109/TMTT.2021.3131544
36. Kalmykov N., Kholodnyak D. Non-Foster Elements Pave the Way to Design Novel Wideband and Tunable Bandpass Filters // *Proc. of 2022 Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC 2022), Yokohama, Japan, Nov. 2022*. IEEE, 2023. P. 830–832. doi: 10.23919/APMC55665.2022.9999939
37. Use of Non-Foster Elements based on Compensated Passive Structure in Tunable Bandpass Filter / B. Okorn, D. Nožina, D. Žanic, S. Hrabar // *2023 Int. Symp. ELMAR, Zadar, Croatia, Sept. 2023*. IEEE, 2023. P. 117–122. doi: 10.1109/ELMAR59410.2023.10253914
38. Kolev S., Delacressonniere B., Gautier J. L. Using a Negative Capacitance to Increase the Tuning Range of a Varactor Diode in MMIC Technology // *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.* 2001. Vol. 49, № 12. P. 2425–2430. doi: 10.1109/22.971631
39. Leontyev A., Kalmykov N., Kholodnyak D. Varactor Diode Tunability Enhancement by Means of a Non-

Foster Negative Capacitor on Linvill's NIC // Proc. of 2023 IEEE Int. Symp. on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT 2023). Cairns, Australia, August 2023. IEEE, 2023. P. 70–72. doi: 10.1109/RFIT58767.2023.10243351

40. Linvill J. G. Transistor Negative-Impedance Converters // Proc. IRE. 1953. Vol. 41, № 6. P. 725–729. doi: 10.1109/JRPROC.1953.274251

41. Active Tunable Inductor Using Non-Foster Element / E. Vorobev, V. Turgaliev, D. Kholodnyak, N. Ivanov // Proc. IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). St Petersburg, Russia, Apr. 2017. IEEE, 2017. P. 346–349. doi: 10.1109/EIConRus.2017.7910562

42. Saadat S., Aghasi H., Afshari E. Low-Power Negative Inductance Integrated Circuits for GHz Applications // IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett. 2015. Vol. 25, № 2. P. 118–120. doi: 10.1109/LMWC.2014.2382631

43. White C.R., May J.W., Colburn J.S. A Variable Negative-Inductance Integrated Circuit at UHF Frequencies // IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett. 2012. Vol. 22, № 1. P. 35–37. doi: 10.1109/LMWC.2011.2175718

44. Covington J. M. C., Smith K. L., Shehan J. W. Measurement of a CMOS Negative Inductor for Wideband Non-Foster Metamaterials // Proc. IEEE SOUTH-

EASTCON 2014. Lexington, USA. 13–16 Mar. 2014. IEEE, 2014. P. 1–4. doi: 10.1109/SECON.2014.6950694

45. Paillot J.-M., Cordeau D. A Wideband Varactor-Tuned BICMOS Negative Inductance Design // Proc. 2014 Int. Conf. on Appl. and Theor. Electricity (ICATE). Craiova, Romania, Mar. 2014. IEEE, 2014. P. 1–4. doi: 10.1109/ICATE.2014.6972591

46. Zhenxing X., Meiling L., Zhu Q. Realizing Wideband Negative Inductor Using Current Feedback Amplifier // Microw. and Opt. Technol. Lett. 2016. Vol. 58, № 7. P. 1723–1728. doi: 10.1002/mop.29896

47. Hong J.-S., Lancaster M. J. Microstrip Filters for RF–Microwave Applications. N.Y.: John Wiley & Sons, Inc., 2001. 457 p.

48. Full Conditions for the Stability Analysis of Negative Impedance Converters / J. L. Jimenez-Martin, V. Gonzalez-Posadas, A. Parra-Cerrada, A. Blanco-Campo, E. Ugarte-Munoz, D. Segovia-Vargas // Proc. 6th Eur. Conf. Antennas Propag. Prague, Czech Republic, Mar. 2012. IEEE, 2012. P. 135–138. doi: 10.1109/EuCAP.2012.6206680

49. Tang Q., Xin H. Stability Analysis of Non-Foster Circuit Using Normalized Determinant Function // IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 2017. Vol. 65, № 9. P. 3269–3277. doi: 10.1109/TMTT.2017.2687425

Информация об авторах

Буянтуев Баир Саянович – магистр по направлению "Конструирование и технология электронных средств" (2016, СПбГЭТУ "ЛЭТИ"), начальник отдела разработки и модернизации РЭА, АО "НИТИ "Авангард". Автор 11 научных публикаций. Сфера научных интересов – нефостеровские элементы и их применения. Адрес: АО "НИТИ "Авангард", Кондратьевский пр., д. 72, Санкт-Петербург, 195271, Россия
E-mail: ber89@mail.ru

Калмыков Никита Сергеевич – магистр по направлению "Конструирование и технология электронных средств" (2020, СПбГЭТУ "ЛЭТИ"), младший научный сотрудник кафедры микроволновой электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов – нефостеровские элементы, СВЧ-фильтры. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: nkalmukoff@gmail.com

Яковенко Егор Валерьевич – магистр по направлению "Электроника и наноэлектроника" (2023, СПбГЭТУ "ЛЭТИ"), инженер 2-й категории, АО "МАРТ". Сфера научных интересов – нефостеровские элементы, частотно-перестраиваемые фильтры. Адрес: 12-я линия В.О., д. 51, к. 2, Санкт-Петербург, 199178, Россия
E-mail: jakovenkoeigor7201@yandex.ru

Холодняк Дмитрий Викторович – доктор технических наук (2016), доцент (2022), профессор, ведущий научный сотрудник, и.о. заведующего кафедрой микроволновой электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – СВЧ-применения метаматериалов, высокотемпературных сверхпроводников, низкотемпературной совместно обжигаемой керамики и нефостеровских элементов. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: DVKholodnyak@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-2477-0312>

References

1. Foster R. M. A Reactance Theorem. Bell Labs Technical J. 1924, vol. 3, no. 2, pp. 259–267. doi: 10.1002/j.1538-7305.1924.tb01358.x

2. Sussman-Fort S. E., Rudish R. M. Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas.

- IEEE Trans. on Antennas and Propag. 2009, vol. 57, no. 8, pp. 2230–2241. doi: 10.1109/TAP.2009.2024494
3. Zhu N., Ziolkowski R. W. Broad-Bandwidth, Electrically Small Antenna Augmented with an Internal Non-Foster Element. IEEE Antennas Wireless Propag. Lett. 2012, vol. 11, pp. 1116–1120. doi: 10.1109/LAWP.2012.2219572
4. Elfrgani A. M., Rojas R. G. Stabilizing Non-Foster-Based Tuning Circuits for Electrically Small Antennas. Proc. IEEE Antennas Propag. Int. Symp. Memphis, TN, USA, July 2014. IEEE, 2014, pp. 464–465. doi: 10.1109/APS.2014.6904563
5. Ivanov N., Buyantuev B., Turgaliev V., Kholodnyak D. Non-Foster Broadband Matching Networks for Electrically-Small Antennas. Proc. 2016 Loughborough Antennas and Propagation Conf., Loughborough, UK, Nov. 2016. IEEE, 2017, pp. 1–4. doi: 10.1109/LAPC.2016.7807596
6. Ivanov N., Turgaliev V., Kholodnyak D. Performance Improvement of an Electrically-Small Loop Antenna Matched with Non-Foster Negative Inductance. Proc. 2017 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., Honolulu, HI, USA, June 2017. IEEE, 2017, pp. 348–351. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8059117
7. Jacob M. M., Sievenpiper D. F. Non-Foster Matched Antennas for High-Power Applications. IEEE Trans. Antennas Propag. 2017, vol. 65, no. 9, pp. 4461–4469. doi: 10.1109/TAP.2017.2727513
8. Shi T., Tang M.-C., Wu Z., Xu H.-X., Ziolkowski R. W. Improved Signal-to-Noise Ratio, Bandwidth-Enhanced Electrically Small Antenna Augmented With Internal Non-Foster Elements. IEEE Trans. Antennas Propag. 2019, vol. 67, no. 4, pp. 2763–2768. doi: 10.1109/TAP.2019.2894331
9. Batel L., Pintos J.-F., Rudant L. Superdirective and Broadband Compact Antenna Array Using Non-Foster Elements. Proc. 2019 Int. Workshop on Antenna Technol. (iWAT), Miami, FL, USA, May 2019. IEEE, 2019, pp. 17–20. doi: 10.1109/IWAT.2019.8730643
10. Souai S., Diallo A., Ribero J.-M., Aguilu T. Design of Compact Superdirective and Reconfigurable Array Antenna Associated with Non-Foster Elements for IoT. Proc. 2020 Int. Workshop on Antenna Technol. (iWAT), Bucharest, Romania, Feb. 2020. IEEE, 2020, pp. 1–4. doi: 10.1109/iWAT48004.2020.1570607198
11. Lee Y.-H., Cho S.-Y., Chung J.-Y. SNR Enhancement of an Electrically Small Antenna Using a Non-Foster Matching Circuit. Appl. Sci. 2020, vol. 10, no. 13, p. 4464. doi:10.3390/app10134464
12. Almokdad S., Lababidi R., Le Roy M., Sadek S., Perennec A., Le Jeune D. Methodology for Broadband Matching of Electrically Small Antenna Using Combined Non-Foster and Passive Networks. Analog Integr Circ Sig Process. 2020, vol. 104, pp. 251–263. doi:10.1007/s10470-020-01672-3
13. Albarracín-Vargas F., González-Posadas V., Segovia-Vargas D. Small Printed Antenna Array Based on Non-Foster Networks. Proc 17th Int. Congr. on Artif. Mat. for Novel Wave Phenomena (Metamaterials 2023), Crete, Greece, Sept. 2023. IEEE, 2023, pp. X-332–X-334. doi: 10.1109/Metamaterials58257.2023.10289315
14. Buiantuev B., Vincelj L., Kholodnyak D., Hrabar S. A Novel Design Methodology for Non-Foster Elements with Application in Broadband Self-Oscillating Antennas. Proc. of 14th Eur. Conf. on Antennas and Propag. (EuCAP 2020), Copenhagen, Denmark, March 2020. IEEE, 2020, pp. 1–4. doi: 10.23919/EuCAP48036.2020.9135388
15. Hrabar S., Kholodnyak D., Buiantuev B., Dobrijevic D., Jakovcev M., Zeljko A., Martinic M., Krois I. Non-Foster Self-Oscillating Single-Loop Antenna. Proc. of 14th Int. Congress on Artificial Materials for Novel Wave Phenomena (Metamaterials 2020), New York, USA, October 2020. IEEE, 2020, pp. X-124–X-126. doi: 10.1109/Metamaterials49557.2020.9285087
16. Vincelj L., Krois I., Hrabar S. Toward Self-Oscillating Non-Foster Unit Cell for Future Active Metasurfaces. IEEE Trans. Antennas Propag. 2020, vol. 68, no. 3, pp. 1665–1679. doi: 10.1109/TAP.2019.2951529
17. Hrabar S. First Ten Years of Active Metamaterial Structures with "Negative" Elements. EPJ Applied Metamaterials. 2018, vol. 5, no. 9, pp. 1–12. doi: 10.1051/epjam/2018005
18. Kiasat Y., Pacheco-Peña V., Edwards B., Engheta N. Temporal Metamaterials with Non-Foster Networks. Proc. 2018 Conf. on Lasers and Electro-Optics, San Jose, CA, USA, May 2018. IEEE, 2018, pp. 1–2. doi: 10.1364/CLEO_AT.2018.JW2A.90
19. Fisné C., Martel C., Franc A., Raveu N. Study and Optimization of a Non-Foster Circuit for the Design of Wideband Metasurfaces. Proc. 2019 Int. Conf. on Electromagn. in Adv. Appl., Granada, Spain, Sep. 2019. IEEE, 2019, pp. 0761–0764. doi: 10.1109/ICEAA.2019.8879230
20. Kalmykov N., Buiantuev B., Kholodnyak D. Broadband Metasurfaces Loaded with Non-Foster Elements. J. of Phys.: Conf. Ser. 2021, vol. 2015, 012061, pp. 1–7. doi: 10.1088/1742-6596/2015/1/012061
21. Cheng W., Annema A. J., Wienk G. J. M., Nauta B. A Wideband IM3 Cancellation Technique Using Negative Impedance for LNAs with Cascade Topology. Proc. 2012 IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp. Montreal, QC, Canada, Jun. 2012. IEEE, 2021, pp. 13–16. doi: 10.1109/RFIC.2012.6242221
22. Lee S., Park H., Kim J., Kwon Y. A 6–18 GHz GaN pHEMT Power Amplifier Using non-Foster Matching. Proc. 2015 IEEE MTT-S Int. Microw. Symp., Phoenix, AZ, USA, May 2015. IEEE, 2015, pp. 1–4. doi: 10.1109/MWSYM.2015.7167127
23. Akwuruoha C. N., Hu Z. 64 to 70 GHz Microstrip Non-Foster Circuit Class-J GaAs pHEMT Power Amplifier. Proc. 25th Telecommun. Forum, Belgrade, Serbia, Nov. 2017. IEEE, 2018, pp. 1–4. doi: 10.1109/TELFOR.2017.8249391
24. Akwuruoha C. N., Hu Z. 55 to 59 GHz MMIC Non-Foster Circuit Enabled Class-J GaAs pHEMT Power Amplifier. Proc. 2018 Int. Conf. on Integr. Circuit Design and Technol., Otranto, Italy, Jun. 2018. IEEE, 2018, pp. 149–152. doi: 10.1109/ICICDT.2018.8399778
25. Chen Y., Mouthaan K. Wideband Varactorless

LC VCO Using a Tunable Negative-Inductance Cell. IEEE Trans. on Circuits and Syst. I: Regular Papers. 2010, vol. 57, no. 10, pp. 2609–2617. doi: 10.1109/TCSI.2010.2046967

26. Wu Q., Elabd S., Quach T. K., Mattamana A., Dooley S. R., McCue J., Orlando P. L., Creech G. L., Khalil A. W. –189 dBc/Hz FOMT Wide Tuning Range Ka-band VCO Using Tunable Negative Capacitance and Inductance Redistribution. Proc. 2013 IEEE Radio Freq. Integr. Circuits Symp., Seattle, WA, USA, June 2013. IEEE, 2013, pp. 199–202. doi: 10.1109/RFIC.2013.6569560

27. Lee W., Lee S., Park H., Choi K., Lee W., Kwon Y. A W-band Push-Push VCO Using Non-Foster Circuit for Enhanced Frequency Tuning Range. Proc. 2016 URSI Asia-Pacific Radio Sci. Conf., Seoul, Korea, Aug. 2016. IEEE, 2016, pp. 653–656.

28. Lee W., Lee S., Choi J., So J., Kwon Y. Ka-band VCO with Parasitic Capacitance Cancelling Technique. Electronics Lett. 2017, vol. 53, no. 1, pp. 38–40. doi: 10.1049/el.2016.3799

29. Nguyen D.-A., Seo C. A Novel Varactorless Tuning Technique for Clapp VCO Design Using Tunable Negative Capacitor to Increase Frequency-Tuning Range. IEEE Access. 2021, vol. 9, pp. 99562–99570. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3096187

30. Kholodnyak D., Turgaliev V., Rusakov A., Zemlyakov K., Vendik I. A Frequency Independent Phase Inverting All-Pass Network Suitable for a Design of Ultra-Wideband 180° Phase Shifters. Proc 2011 41st European Microwave Conf., Manchester, UK, Oct. 2011. IEEE, 2011, pp. 643–646. doi: 10.23919/EuMC.2011.6101987

31. Buyantuev B., Kholodnyak D. Design of Immittance Inverters and Phase Inverters with Non-Foster Elements. Proc. 22nd Int. Conf. on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Poznan, Poland, May 2018. IEEE, 2018, pp. 29–32. doi: 10.23919/MIKON.2018.8405203

32. Al Mokdad S., Lababidi R., Le Roy M., Sadek S., Perennec A., Le Jeune D. Wide-band Active Tunable Phase Shifter Using Improved Non-Foster Circuit. Proc 2018 25th IEEE Int. Conf. on Electronics, Circuits and Syst., Bordeaux, France, Dec. 2018. IEEE, 2019, pp. 449–452. doi: 10.1109/ICECS.2018.8618011

33. Kholodnyak D. V., Turgaliev V. M. Towards a Design of the Ultra-Wideband Microwave Devices Using the Non-Foster Negative Reactances. Proc. 7th German Microwave Conf, Ilmenau, Germany, Mar. 2012. IEEE, 2012, pp. 1–4.

34. Shi T., Tang M.-C., Ziolkowski R. W. The Design of a Compact, Wide Bandwidth, Non-Foster-Based Substrate Integrated Waveguide Filter. Proc. 2018 IEEE Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propag., Auckland, New Zealand, Aug. 2018. IEEE, 2018, pp. 54–56. doi: 10.1109/APCAP.2018.8538271

35. Buiantuev B., Kalmykov N., Kholodnyak D., Brizic A., Vincelj L., Hrabar S. Physically Oriented Design of Negative Capacitors Based on Linvill's Floating Impedance Converter. IEEE Trans. on Micro-

wave Theory & Techniques. 2022, vol. 70, no. 1, pp. 139–154. doi: 10.1109/TMTT.2021.3131544

36. Kalmykov N., Kholodnyak D. Non-Foster Elements Pave the Way to Design Novel Wideband and Tunable Bandpass Filters. Proc. of 2022 Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC 2022), Yokohama, Japan, November 2022. IEEE, 2023, pp. 830–832. doi: 10.23919/APMC55665.2022.9999939

37. Okorn B., Nožina D., Žanic D., Hrabar S. Use of Non-Foster Elements based on Compensated Passive Structure in Tunable Bandpass Filter. 2023 Int. Symp. ELMAR, Zadar, Croatia, September 2023. IEEE, 2023, pp. 117–122. doi: 10.1109/ELMAR59410.2023.10253914

38. Kolev S., Delacressonniere B., Gautier J. L. Using a Negative Capacitance to Increase the Tuning Range of a Varactor Diode in MMIC Technology. IEEE Trans. Microwave Theory & Tech. 2001, vol. 49, no. 12, pp. 2425–2430. doi: 10.1109/22.971631

39. Leontyev A., Kalmykov N., Kholodnyak D. Varactor Diode Tunability Enhancement by Means of a Non-Foster Negative Capacitor on Linvill's NIC. Proc. of 2023 IEEE Int. Symp. on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT 2023), Cairns, Australia, August 2023. IEEE, 2023, pp. 70–72. doi: 10.1109/RFIT58767.2023.10243351

40. Linvill J. G. Transistor Negative-Impedance Converters. Proc. IRE. 1953, vol. 41, no. 6, pp. 725–729. doi: 10.1109/JRPROC.1953.274251

41. Vorobev E., Turgaliev V., Kholodnyak D., Ivanov N. Active Tunable Inductor Using Non-Foster Element. Proc. IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), St Petersburg, Russia, Apr. 2017. IEEE, 2017, pp. 346–349. doi: 10.1109/EIConRus.2017.7910562

42. Saadat S., Aghasi H., Afshari E. Low-Power Negative Inductance Integrated Circuits for GHz Applications. IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett. 2015, vol. 25, no. 2, pp. 118–120. doi: 10.1109/LMWC.2014.2382631

43. White C. R., May J. W., Colburn J. S. A Variable Negative-Inductance Integrated Circuit at UHF Frequencies. IEEE Microw. and Wireless Compon. Lett. 2012, vol. 22, no. 1, pp. 35–37. doi: 10.1109/LMWC.2011.2175718

44. Covington J. M. C., Smith K. L., Shehan J. W. Measurement of a CMOS Negative Inductor for Wideband Non-Foster Metamaterials. Proc IEEE SOUTH-EASTCON 2014, Lexington, USA. 13–16 Mar. 2014. IEEE, 2014, pp. 1–4. doi: 10.1109/SECON.2014.6950694

45. Paillet J.-M., Cordeau D. A Wideband Varactor-Tuned BICMOS Negative Inductance Design. Proc 2014 Int. Conf. on Appl. and Theor. Electricity (ICATE), Craiova, Romania, Mar. 2014. IEEE, 2014, pp. 1–4. doi: 10.1109/ICATE.2014.6972591

46. Zhenxing X., Meiling L., Zhu Q. Realizing Wideband Negative Inductor Using Current Feedback Amplifier. Microw. and Opt. Technol. Lett. 2016, vol. 58, no. 7, pp. 1723–1728. doi: 10.1002/mop.29896

47. Hong J.-S., Lancaster M. J. Microstrip Filters for RF–Microwave Applications. N.Y., John Wiley & Sons, Inc., 2001, 457 p.

48. Jimenez-Martin J. L., Gonzalez-Posadas V., Parra-Cerrada A., Blanco-Campo A., Ugarte-Munoz E., Segovia-Vargas D. Full Conditions for the Stability Analysis of Negative Impedance Converters. Proc. 6th

Eur. Conf. Antennas Propag., Prague, Czech Republic, Mar. 2012. IEEE, 2012, pp. 135–138. doi: 10.1109/EuCAP.2012.6206680

49. Tang Q., Xin H. Stability Analysis of Non-Foster Circuit Using Normalized Determinant Function. IEEE Trans. Microw. Theory Techn. 2017, vol. 65, no. 9, pp. 3269–3277. doi: 10.1109/TMTT.2017.2687425

Information about the authors

Bair S. Buiantuev, Master in electronic design and technology (2016, Saint Petersburg Electrotechnical University), the Head of the Department for Design and Upgrade of Radio Electronic Equipment, JSC "NITI "Avangard". The author of 11 scientific publications. Area of expertise: non-Foster elements and their applications. Address: JSC "NITI "Avangard", 72, Kondratievsky Ave., St Petersburg 195271, Russia
E-mail: ber89@mail.ru

Nikita S. Kalmykov, Master in electronic design and technology (2020, Saint Petersburg Electrotechnical University), a Junior Researcher at the Department of Microwave Electronics, Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 11 scientific publications. Area of expertise: non-Foster elements and microwave filters. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: nkalmykoff@gmail.com

Egor V. Iakovenko, Master in electronics and nanoelectronics (2023, Saint Petersburg Electrotechnical University), a second-class engineer at JSC "MART". Area of expertise: non-Foster elements and frequency-tunable filters. Address: JSC "MART", 51-2, 12th Line of Vasilievsky Island, St Petersburg 199178, Russia
E-mail: jakovenkoegor7201@yandex.ru

Dmitry V. Kholodnyak, Dr. Sci. (Eng.) (2016), Professor, Leading Researcher, Acting Chair of the Department of Microwave Electronics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 200 scientific publications. Area of expertise: microwave applications of metamaterials; high-temperature superconductors; low-temperature cofired ceramics, and non-Foster elements. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: DVKholodnyak@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-2477-0312>

Модель формирования акустических характеристик твердых сред с упорядоченной трещиноватостью

К. Е. Аббакумов^{1✉}, А. В. Вагин¹, А. А. Вьюгинова¹, И. Г. Сидоренко¹, С. С. Сергеев²

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

²Межгосударственное образовательное учреждение высшего образования "Белорусско-российский университет", Могилев, Республика Беларусь

✉ keabbakumov@etu.ru

Аннотация

Введение. Появление новых конструкционных материалов и совершенствование имеющихся технологий изготовления из них новых видов изделий приводят к появлению новых видов нарушений сплошности. В связи с этим актуальной для целей неразрушающего контроля и структурометрии является задача разработки новых моделей нарушений сплошности, учитывающих ранее не принимавшиеся во внимание параметры.

Цель работы. Теоретическое описание процессов распространения упругих волн через среду, содержащую упорядоченную решетку микротрещин с граничными условиями в приближении "линейного скольжения", модернизированными с учетом параметров микровыступов шероховатых границ микротрещин. Формирование базы данных для экспериментальных исследований при определении физико-механических характеристик конструкционных материалов.

Материалы и методы. Акустические характеристики материалов определялись на основе вывода и решений дисперсионных уравнений, описывающих образование и распространение в упругих средах с упорядоченной трещиноватостью эффективных продольных и поперечных, а также поверхностных волн.

Результаты. Результаты моделирования процессов формирования упругих волн показали, что увеличение концентрации микротрещин приводит к уменьшению значений фазовых скоростей эффективных продольных, поперечных и поверхностных волн и повышению коэффициентов затухания при заданных значениях частоты ультразвука и параметров материала.

Заключение. Учетные параметры модели: среднее значение радиуса микросферы, замещающей микровыступ поверхности, и параметр шероховатости R_z существенно влияют на формирование физико-механических характеристик материалов, определяемых по результатам ультразвуковых измерений. Разработанная модель может рекомендоваться в качестве научной базы для интерпретации результатов ультразвуковых измерений.

Ключевые слова: упругая твердая среда, упорядоченная трещиноватость, шероховатость поверхностей микротрещин, ультразвуковые измерения, эффективные скорости объемных волн, физико-механические характеристики конструкционных материалов

Для цитирования: Модель формирования акустических характеристик твердых сред с упорядоченной трещиноватостью / К. Е. Аббакумов, А. В. Вагин, А. А. Вьюгинова, И. Г. Сидоренко, С. С. Сергеев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 94–102. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-94-102

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 02.09.2023; принята к публикации после рецензирования 07.11.2023; опубликована онлайн 29.12.2023

Formation Model for Acoustic Characteristics of Solid Media with Ordered Fracturing

Konstantin E. Abbakumov^{1✉}, Anton V. Vagin¹, Alena A. Vjuginova¹,
Irina G. Sidorenko¹, Sergey S. Sergeev²

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²Inter-State Educational Institution of Higher Education
"Belarusian-Russian University", Mogilev, Republic of Belarus

✉ keabbakumov@etu.ru

Abstract

Introduction. The development of new structural materials and improvement of existing technologies for the production of new products on their basis lead to the emergence of new types of medium discontinuities. Therefore, the development of new models of discontinuities that take the previously ignored parameters into account seems to be relevant for the purposes of nondestructive testing and structural measurements. This concerns, e.g., the roughness of adjacent surfaces of microcrack ordered sets.

Aim. Theoretical substantiation for the processes of elastic waves propagation through an elastic medium containing an ordered lattice of microcracks with boundary conditions in the linear slip approximation, modified by taking into account the parameters of micro-convexities of microcrack rough boundaries. Database formation for experimental studies aimed at determining the physical and mechanical characteristics of structural materials.

Materials and methods. The acoustic characteristics of materials were determined based on the derivation and solutions of dispersion equations describing the formation and propagation of effective longitudinal, transverse, and Rayleigh surface elastic waves in elastic media with ordered cracking. Their values were also used to determine the effective speed of Rayleigh surface waves.

Results. The conducted simulation of elastic wave formation processes showed that an increase in the concentration of microcracks leads to a decrease in the phase velocities of effective longitudinal, transverse, and surface waves, as well as to an increase in the attenuation coefficients at given ultrasound frequencies and material parameters.

Conclusion. The radius of the microsphere that replaces the surface micro-convexity and the roughness parameter R_z have a significant impact on the formation of physical and mechanical characteristics of materials, which are determined by the results of ultrasonic measurements. The developed model can be recommended as a basis for interpreting the results of ultrasonic measurements.

Keywords: elastic solid medium, ordered cracking, roughness of microcrack surface, ultrasonic measurements, effective speed of longitudinal and transverse waves, physical and mechanical characteristics of structural materials

For citation: Abbakumov K. E., Vagin A. V., Vjuginova A. A., Sidorenko I. G., Sergeev S. S. Formation Model for Acoustic Characteristics of Solid Media with Ordered Fracturing. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 6, pp. 94–102. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-94-102

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

Submitted 02.09.2023; accepted 07.11.2023; published online 29.12.2023

Введение. В настоящее время вопросам моделирования свойств разнообразных несплошностей (дефектов) уделяется значительное внимание из-за возможности использования этих моделей для описания свойств как новых видов несплошностей, сопровождающих новые виды технологий изготовления перспективных конструкционных материалов, так и несплошностей материалов, изготавливаемых

по традиционным технологиям. Этому вопросу, например, посвящены материалы [1–20]. В частности, в [20] разработана модель взаимодействия плоских упругих продольных волн с упругой средой, содержащей ориентированные микротрещины, обладающие особенностью граничных условий в приближении "линейного скольжения". Определен, в приближении теории волн Блоха и Флокé, вид дисперсии

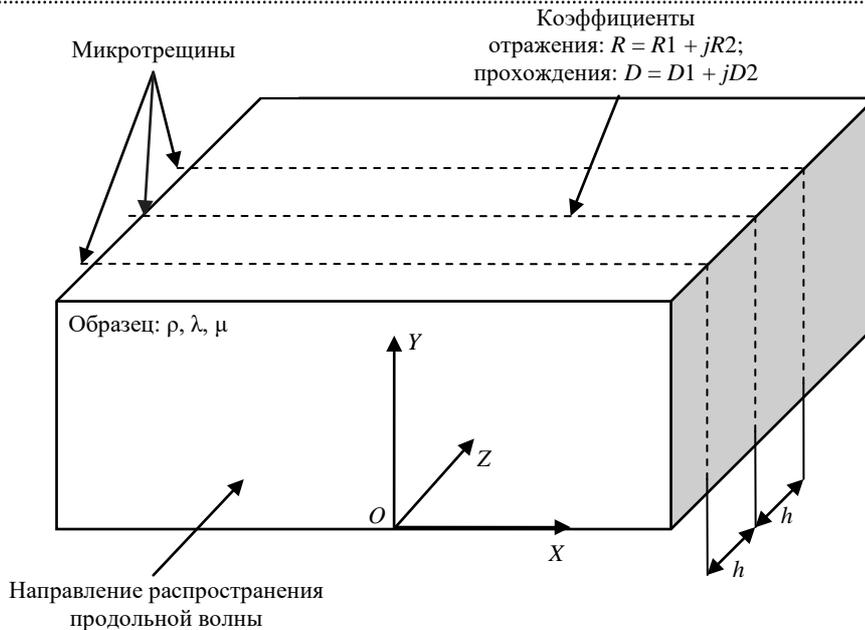


Рис. 1. Схема образования эффективной продольной волны при прохождении ультразвука через области металла с ориентированной трещиноватостью и фрагмент записи граничных условий в приближении "линейного скольжения"

Fig. 1. Formation scheme of an effective longitudinal ultrasonic wave through metal areas with oriented cracking and a fragment of recording boundary conditions in the linear slip approximation

онного уравнения. Получены и проанализированы результаты его решения, определяющие характер зависимостей фазовой скорости распространения и коэффициента затухания эффективной продольной (и поперечной) волны от параметров микрошероховатости берегов трещин и других параметров модели. Как показал опыт использования результатов работы [20], выбранная для расчетов система параметров оказывается не всегда удобной из-за их зависимости друг от друга в рамках применяемой модели замещения естественных шероховатостей поверхностей микротрещин микровыступами сферической формы. В рамках данной статьи предлагается устранить этот недостаток и одновременно распространить результаты работы [20] и на случай формируемой в микротрещиноватой среде эффективной поверхностной волны.

Следуя постановке задачи в [20], с учетом введенной модели трещиноватой среды (рис. 1) в качестве независимых параметров выбирались: a – радиус кривизны замещающей микровыступ сферы; R_z – параметр шероховатости сопрягаемых поверхностей микротрещин.

Модернизация вывода дисперсионных уравнений. Рассматривался процесс распространения плоской продольной волны в

направлении оси Z декартовой системы координат (рис. 1). Во всем объеме среды образца с параметрами: ρ – плотность; λ , μ – коэффициенты Ламэ [4] считались расположенными плоскостные протяженные неоднородности, параллельные друг другу и плоскости XOY . Каждая из этих неоднородностей обладала комплексными коэффициентами отражения: $R = R_1 + jR_2$ и прохождения: $D = D_1 + jD_2$, где R_1 , D_1 и R_2 , D_2 – их вещественные и мнимые части соответственно. Расстояние между несплошностями полагалось равным h . Для гармонических волновых процессов с частотой ω предполагалось существенное превосходство длины продольной волны над расстоянием между несплошностями: $\lambda \gg h$ (низкочастотное приближение).

Особенностью строения микротрещин предполагалось взаимодействие их границ в приближении "линейного скольжения" [12, 16], в которых коэффициенты контактной нормальной и тангенциальной жесткостей с учетом параметров a и R_z принимали вид:

$$KGN(k) = \frac{\rho c_1^3}{2} \frac{\xi(a, R_z)}{fd(a, R_z)^2 [1 - \xi(a, R_z)]}; \quad (1)$$

$$\text{KGT}(k) = \frac{\rho c_t^3}{2} \frac{\xi(a, R_z)}{fd(a, R_z)^2 [1 - \xi(a, R_z)]}, \quad (2)$$

где ρ – плотность материала; c_l и c_t – скорости объемных продольной и поперечной волн соответственно; $\xi(a, R_z) = 1 - \frac{2(1 - 2\pi/9)aR_z - R_z^2}{2aR_z - R_z^2}$ – коэффициент перфорации; f – частота ультразвука; $d(a, R_z) = 2\sqrt{2aR_z - R_z^2}$ – среднее расстояние между микровыступами.

Результаты численных исследований.

В качестве примера на рис. 2, а, б приведены результаты вычислений по формулам (1), (2). В качестве материала выбрана углеродистая сталь. Частота ультразвука составляла 1 МГц.

Видно, что нормальная контактная жесткость превосходит тангенциальную во всем диапазоне изменений учитываемых параметров и при заданной частоте ультразвука для известного материала.

Как и для другой системы параметров, нормальная жесткость превосходит тангенциальную, а рост радиуса замещающего сферического микроконтакта и параметра шероховатости приближают свойства граничной области микротрещин к условиям "свободной" границы.

Далее, по аналогии с [20], зависимости (1), (2) подставлялись в выражения для коэффициентов отражения и прохождения [20]. На рис. 3 в качестве примера приведены зависимости для модулей коэффициентов отражения и прохождения для продольных и поперечных волн при их нормальном падении.

Полученные зависимости для вещественных и мнимых частей коэффициентов отражения и прохождения использовались при составлении дисперсионных уравнений, определяющих значения фазовых скоростей эффективных продольной и поперечной волн и значения соответствующих коэффициентов затухания (рис. 4).

Аналогичные вычисления проводились и для объемной поперечной волны, результаты которых представлены на рис. 5 и 6.

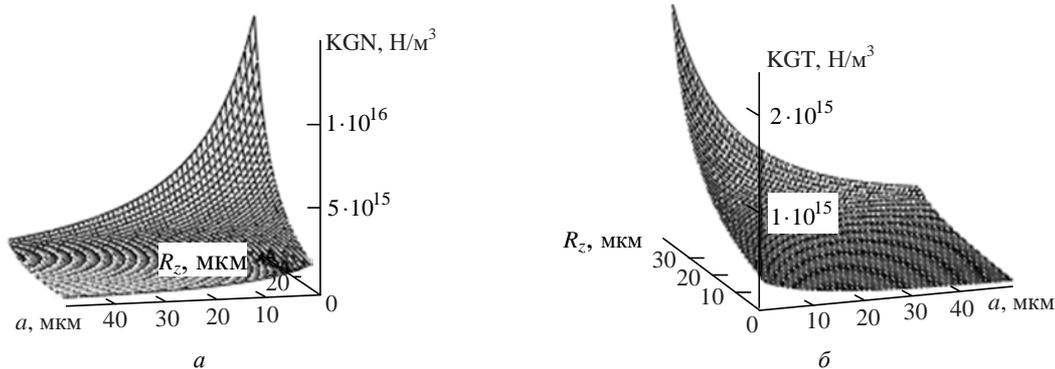


Рис. 2. Зависимости контактных жесткостей от радиуса замещающего сферического выступа: а – нормальной; б – тангенциальной
 Fig. 2. Dependences of boundary stiffness on the radius of the replacement spherical convexity: а – normal; б – tangential

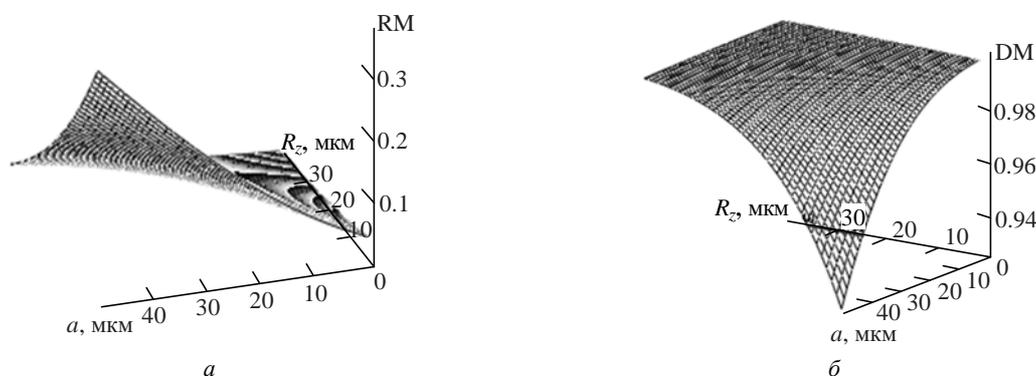


Рис. 3. Зависимости модулей коэффициентов отражения (а) и прохождения (б) от радиуса замещающего сферического выступа и параметра шероховатости для продольной волны

Fig. 3. Dependences of modules of reflection (а) and transmission (б) coefficients on the radius of the replacement spherical convexity and roughness parameter for longitudinal wave

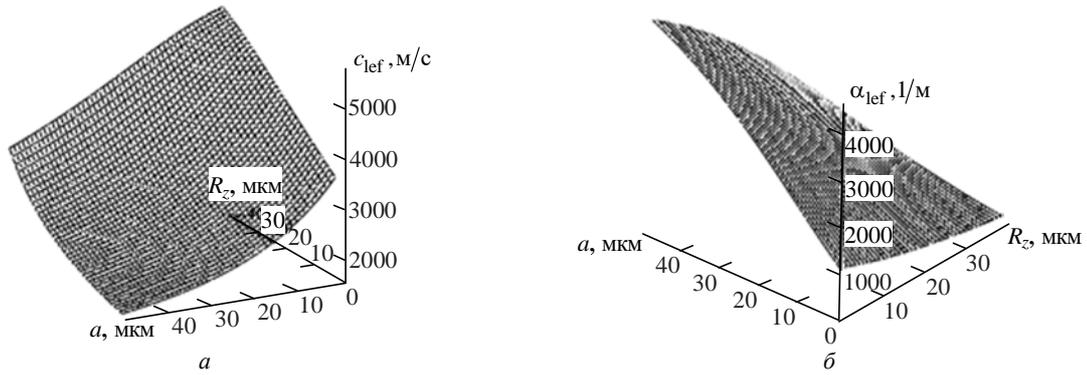


Рис. 4. Зависимости фазовой скорости эффективной продольной волны (а) и ее коэффициента затухания (б) от радиуса замещающего сферического выступа и параметра шероховатости. Частота ультразвука – 1 МГц; материал – сталь

Fig. 4. Dependences of effective longitudinal wave phase velocity (a) and its attenuation coefficient (b) on the radius of the replacement spherical convexity and roughness parameter. Ultrasound frequency – 1 MHz; material – steel

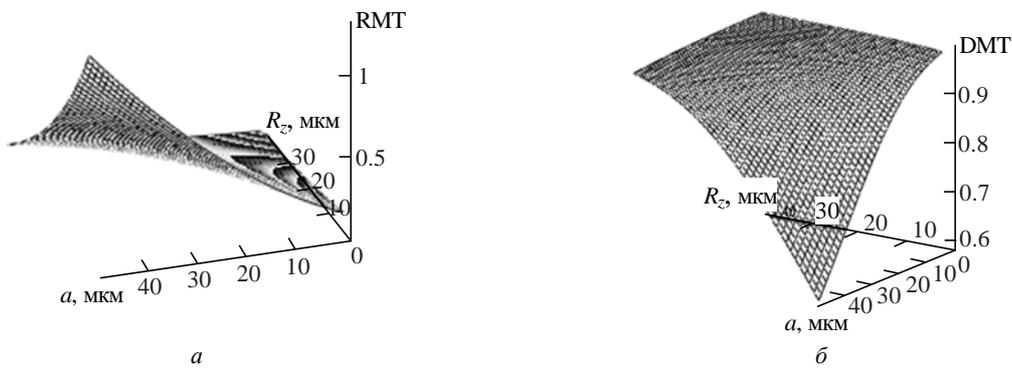


Рис. 5. Зависимости модулей коэффициентов отражения (а) и прохождения (б) от радиуса замещающего сферического выступа и параметра шероховатости для поперечной волны

Fig. 5. Dependences of modules of reflection (a) and transmission (b) coefficients on the radius of the replacement spherical convexity and roughness parameter for transverse wave

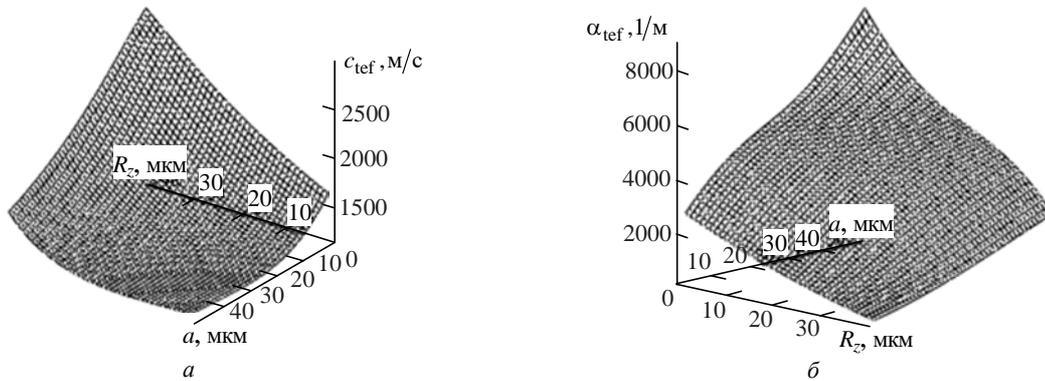


Рис. 6. Зависимости фазовой скорости (а) и коэффициента затухания эффективной поперечной волны (б) от радиуса замещающего сферического выступа и параметра шероховатости

Fig. 6. Dependences of the phase velocity (a) and the attenuation coefficient (b) of the effective transverse wave on the radius of the replacement spherical convexity and roughness parameter

Анализ результатов показал, что наличие микротрещин заметно сказывается как на значениях фазовых скоростей продольной и поперечной волн, так и на значениях их коэффициентов затухания. При этом увеличение концентрации микротрещин способствует уменьшению значений фазовых скоростей и

повышению коэффициентов затухания при заданных значениях частоты ультразвука и параметров материала. Фазовая скорость эффективной продольной волны выше, чем у поперечной, а коэффициент затухания поперечной волны может превосходить коэффициент затухания продольной волны.

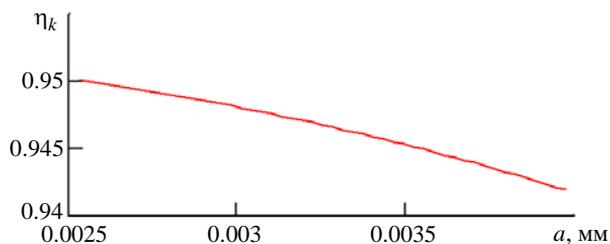


Рис. 7. Зависимость фазовой скорости эффективной поверхностной волны от радиуса замещающего сферического выступа при заданном значении параметра шероховатости

$R_z = 200 \cdot 10^{-6}$ м; частота ультразвука $f = 1$ МГц;

материал – сталь

Fig. 7. Dependence of the phase velocity of the surface wave on the radius of the replacement spherical convexity – a at the roughness value – $R_z = 200 \cdot 10^{-6}$ m;

ultrasound frequency $f = 1$ MHz; material – steel

Полученные соотношения для фазовых скоростей объемных продольной и поперечной волн были использованы для численного решения дисперсионного уравнения, определяющего значения фазовой скорости поверхностной волны (волны Рэлея) в соответствии с [15]. На рис. 7 в качестве примера приведены результаты численного решения дисперсионного

уравнения для определения скорости эффективной поверхностной волны по отношению к скорости эффективной поперечной.

Как следует из результатов анализа полученных графиков, рост концентрации микротрещин сопровождается уменьшением значения фазовой скорости эффективной поверхностной волны.

Выводы. Описанная в статье модель с учетом новой системы независимых параметров в значительно большей степени удовлетворяет требованиям практики при обосновании задач определения физико-механических характеристик конструкционных материалов при интерпретации результатов ультразвуковых измерений.

Представленные в настоящей статье аналитические и численные результаты совместно с [20], обладая самостоятельным значением, могут также быть положены в основу структурометрических задач по отношению как к известным, так и к новым материалам, имеющим перспективы использования как в гражданской технике, так и в технике специального назначения.

Авторский вклад

Аббакумов Константин Евгеньевич – общая идея разработки теоретических предложений для моделирования.

Вагин Антон Владимирович – вывод аналитических соотношений.

Вьюгинова Алена Александровна – компьютерное моделирование; формирование структуры статьи.

Сидоренко Ирина Геннадьевна – обработка результатов моделирования и частных численных оценок.

Сергеев Сергей Сергеевич – формирование структуры статьи; анализ результатов моделирования.

Author's contribution

Konstantin E. Abbakumov, general idea of developing theoretical proposals for modeling.

Anton V. Vagin, derivation of analytical relations.

Alena A. Vjuginova, computer modeling; formation of article structure.

Irina G. Sidorenko, processing of simulation results and partial numerical estimates.

Sergey S. Sergeev, formation of the structure of the article; analysis of simulation results.

Список литературы

1. Петрашень Г. И. Распространение волн в анизотропных упругих средах. Л.: Наука, 1980. 280 с.
2. Гузь А. Н. Упругие волны в телах с начальными напряжениями. Киев: Наук. думка, 1986. 536 с.
3. Горбачевич Ф. Ф. Отражение и преломление упругих волн на границе раздела сред. Апатиты: Кольский филиал РАН, 1985. 98 с.
4. Achenbach J., Kitachara M. Reflection and transmission of an obliquely incident wave by an array of spherical cavities // J. Acoust. Soc. Amer. 1986. Vol. 80, № 4. P. 1209–1214. doi: 10.1121/1.393812
5. Reusseau M. Floquet wave properties in a periodically layered medium // J. Acoust. Soc. Amer. 1989. Vol. 86, № 6. P. 2369–2378.
6. Jose M. Carcione anisotropic Q and velocity dispersion of finely layered media // Geophysical Prospecting. 1992. Vol. 40. P. 761–783.
7. Муравьев В. В., Зуев Л. Б., Комаров К. Л. Скорость звука и структура сталей и сплавов. Новосибирск: Наука. Сиб. изд. фирма РАН, 1996. 184 с.
8. Luk'yashko O. A., Saraikin V. A. Transient one-dimensional wave processes in a layered medium // J. of Mining Science. 2007. Vol. 43. P. 145–158. doi: 10.1007/s10913-007-0017-3
9. Dynamics of structural interfaces: Filtering and focussing effects for elastic waves / M. Brun, S. Guenneau, A. B. Movchan, D. Bigoni // J. Mech. Physics Solids. 2010. Vol. 58, iss. 9. P. 1212–1224.

doi: 10.1016/j.jmps.2010.06.008

10. Panasyuk O. N. Propagation of Quasishear Waves in Prestressed Materials with Unbonded Layers // Int. Appl. Mech. 2011. Vol. 47. P. 276–282. doi: 10.1007/s10778-011-0458-x

11. Панасюк О. Н. Анализ влияния граничных условий на распространение волн в слоистых композитных материалах // Прикладная механика. 2014. № 4. С. 52–58.

12. Аббакумов К. Е., Цаплев В. М. Волновые задачи акустических методов неразрушающего контроля. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2015. 336 с.

13. Experimental research into possibilities and peculiarities of ultrasonic testing of additive manufactured parts / N. P. Aleshin, V. V. Murashov, N. A. Shchipakov, I. S. Krasnov, D. S. Lozhkova // Russian J. of Nondestructive testing. 2016. Vol. 52. P. 685–690. doi: 10.1134/S1061830916120020

14. Potapov A. I., Mahov V. E. Physical basics of evaluating elastic characteristics of anisotropic composites by ultrasonic method // Russian J. of Nondestructive testing. 2017. Vol. 53. P. 785–799. doi: 10.1134/S1061830917110080

15. Викторов И. А. Звуковые поверхностные волны в твердых телах. М.: Наука, 1981. 287 с.

16. Abbakumov K. E. Scattering of plane elastic waves on a microrough interface between solid media // Russian J. of Nondestructive testing. 2017. Vol. 53. P. 475–484. doi: 10.1134/S1061830917070026

17. Khlybov A. A. Studying the Effect of Microscopic Medium Inhomogeneity on the Propagation of Surface Waves // Russian J. of Nondestructive testing. 2018. Vol. 54. P. 385–393. doi: 10.1134/S1061830918060049

18. Муравьев В. В., Муравьева О. В., Байтеряков А. В. Структурно-чувствительные акустические параметры конструкционных сталей. Ижевск: Изд-во ИжГТУ им. М. Т. Калашникова, 2022. 152 с.

19. Аббакумов К. Е., Вагин А. В., Сидоренко И. Г. Акустические характеристики графитовых включений в листах из медного сплава, полученного по технологии двойного вакуумного передела // Сб. статей 8-й Междунар. науч.-техн. конф. "Современные методы и приборы контроля качества и диагностики состояния объектов", Могилев, 29–30 сент. 2022. Могилев: Изд-во Белорус.- Рос. ун-та, 2022. С. 11–16.

20. Abbakumov K. E., Vagin A. V., Sidorenko I. G. Acoustic Characteristics of Solid Elastic Media with Oriented Microcracking // Russian J. of Nondestructive testing, 2023, Vol. 59, iss. 4. P. 393–403. doi: 10.1134/S1061830923700316

Информация об авторах

Аббакумов Константин Евгеньевич – доктор технических наук (2000), профессор (2001) кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 172 научных работ. Сфера научных интересов – волновые процессы в сложноструктурированных средах; дифракция ультразвука на телах сложной формы; ультразвуковые измерения; акустические методы неразрушающего контроля.

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

<https://orcid.org/0000-0001-6055-2366>

Вагин Антон Владимирович – магистр по направлению "Приборостроение" (2020), аспирант, ассистент кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 28 научных работ. Сфера научных интересов – распространение упругих волн в стратифицированных средах; ультразвуковые измерения; специальное приборостроение.

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

<https://orcid.org/0000-0002-1875-544X>

Вьюгинова Алена Александровна – кандидат технических наук (2013), доцент кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 65 научных работ. Сфера научных интересов – ультразвуковые технологии и оборудование; ультразвуковые излучающие системы; ультразвуковые преобразователи; ультразвуковые измерения; акустические методы неразрушающего контроля.

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

<https://orcid.org/0000-0002-4677-7689>

Сидоренко Ирина Геннадьевна – инженер по направлению "Приборостроение" (2010), ассистент кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – волновые процессы в сложноструктурированных средах; ультразвуковые измерения; акустические методы неразрушающего контроля.

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

E-mail: igsidorenko@etu.ru

<https://orcid.org/0009-0001-6027-7939>

Сергеев Сергей Сергеевич – кандидат технических наук (1984), доцент, заведующий кафедрой "Физические методы контроля" Межгосударственного образовательного учреждения высшего образования "Белорусско-российский университет". Автор 130 научных работ. Сфера научных интересов – основы акустооптического метода неразрушающего контроля; совершенствование волоконно-оптических и акустических методов и средств контроля и измерений.

Адрес: Межгосударственное образовательное учреждение высшего образования "Белорусско-российский университет", пр. Мира, 43, Могилев, 212000, Республика Беларусь

E-mail: sss.bru@tut.ru

References

1. Petrashen' G. I. *Rasprostranenie voln v anizotropnykh uprugikh sredakh* [Wave Propagation in Anisotropic Elastic Media]. Leningrad, Science, 1980, 280 p. (In Russ.)
2. Guz' A. N. *Uprugie volny v telakh s nachal'nymi napryazheniyami* [Elastic Waves in Solids with Initial Stresses]. Kiev, Scientific thought, 1986, 536 p. (In Russ.)
3. Gorbacevich F. F. *Otazhenie i prelomlenie uprugikh voln na granitse razdela sred* [Reflection and Refraction of Elastic Waves at the Interface Media]. Apatites, Kola branch of the Russian Academy of Sciences, 1985, 98 p. (In Russ.)
4. Achenbach J., Kitachara M. Reflection and Transmission of an Obliquely Incident Wave by an Array of Spherical Cavities. *J. Acoust. Soc. Amer.* 1986, vol. 80, no. 4, pp. 1209–1214. doi: 10.1121/1.393812
5. Reusseau M. Floquet Wave Properties in a Periodically Layered Medium. *J. Acoust. Soc. Amer.* 1989, vol. 86, no. 6, pp. 2369–2378.
6. Jose M. Carcione Anisotropic Q and Velocity Dispersion of Finely Layered Media. *Geophysical Prospecting*. 1992, vol. 40, pp. 761–783.
7. Murav'ev V. V., Zuev L. B., Komarov K. L. *Skorost' zvuka i struktura staley i splavov* [Speed of Sound and Structure of Steels and Alloys]. Novosibirsk, Science, Siberian Publishing Company RAS, 1996, 184 p. (In Russ.)
8. Luk'yashko O. A., Saraikin V. A. Transient One-Dimensional Wave Processes in a Layered Medium. *J. of Mining Science*. 2007, vol. 43, pp. 145–158. doi: 10.1007/s10913-007-0017-3
9. Brun M., Guenneau S., Movchan A. B., Bigoni D. Dynamics of Structural Interfaces: Filtering and Focusing Effects for Elastic Waves. *J. Mech. Physics Solids*. 2010, vol. 58, iss. 9, pp. 1212–1224. doi: 10.1016/j.jmps.2010.06.008
10. Panasyuk O. N. Propagation of Quasishear Waves in Prestressed Materials with Unbonded Layers. *Int. Appl. Mech.* 2011, vol. 47, pp. 276–282. doi: 10.1007/s10778-011-0458-x
11. Panasyuk O. N. *Analiz vliyaniya granichnykh uslovii na rasprostranenie voln v sloistykh kompozitnykh materialakh* [Analysis of the Boundary Conditions Influence on Wave Propagation in Layered Composite Materials]. *Applied mechanics*. 2014, no. 4, pp. 52–58. (In Russ.)
12. Abbakumov K. E., Caplev V. M. *Volnovye zadachi akusticheskikh metodov nerazrushayushchego kontrolya* [Wave Problems of Acoustic Methods of Non-destructive Testing]. SPb, Publ. house, SPbGETU "LETI", 2015, 336 p. (In Russ.)
13. Aleshin N. P., Murashov V. V., Shchipakov N. A., Krasnov I. S., Lozhkova D. S. Experimental Research into Possibilities and Peculiarities of Ultrasonic Testing of Additive Manufactured Parts. *Russ. J. of Nondestructive testing*. 2016, vol. 52, pp. 685–690. doi: 10.1134/S1061830916120020
14. Potapov A. I., Mahov V. E. Physical Basics of Evaluating Elastic Characteristics of Anisotropic Composites by Ultrasonic Method. *Russian J. of Nondestructive testing*. 2017, vol. 53, pp. 785–799. doi: 10.1134/S1061830917110080
15. Viktorov I. A. *Zvukovye poverkhnostnye volny v tverdykh telakh* [Sound Surface Waves in Solids]. Moscow, Science, 1981, 287 p. (In Russ.)
16. Abbakumov K. E. Scattering of Plane Elastic Waves on a Microrough Interface between Solid Media. *Russ. J. of Nondestructive testing*. 2017, vol. 53, pp. 475–484. doi: 10.1134/S1061830917070026
17. Khlybov A. A. Studying the Effect of Microscopic Medium Inhomogeneity on the Propagation of Surface Waves. *Russ. J. of Nondestructive testing*. 2018, vol. 54, pp. 385–393. doi: 10.1134/S1061830918060049
18. Murav'ev V. V., Murav'eva O. V., Bajretyakov A. V. *Strukturno-chuvstvitel'nye akusticheskie parametry konstruksionnykh staley* [Structure-Sensitive Acoustic Parameters of Structural Steels]. Ichevsk.: Publ. house of Izhevsk State Technical University n. a. M. T. Kalashnikov, 2022, 152 p. (In Russ.)
19. Abbakumov K. E., Vagin A. V., Sidorenko I. G. *Akusticheskie kharakteristiki grafitovykh vklyuchenii v listakh iz mednogo splava, poluchennogo po tekhnologii dvojnogo vakuumnogo pereplava* [Acoustic Characteristics of Graphite Inclusions in Copper Alloy Sheets Obtained by Double Vacuum Remelting Technology]. Collection of Papers of 8th Intern. Scientific and Technical Conf. "Modern Methods and Instruments for "Modern Methods and Instruments for Quality Inspection and Diagnostics of the Condition of Objects", Mogilev, 29–30 Sept. 2022. Publ. house of Belarusian-Russian Uni-

versity, 2022, pp.11–16. (In Russ.)

20. Abbakumov K. E., Vagin A. V., Sidorenko I. G.
Acoustic Characteristics of Solid Elastic Media with

Oriented Microcracking. Russ. J. of Nondestructive testing, 2023, vol. 59, iss. 4, pp. 393–403. doi: 10.1134/S1061830923700316

Information about the authors

Konstantin E. Abbakumov, Dr Sci. (2000), Professor (2001) of the Electroacoustics and Ultrasonic Engineering Department of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 172 scientific publications. Area of expertise: area of wave processes in complex-structured media; ultrasound diffraction on solids of complex shape; acoustic methods of nondestructive testing and measurements.

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

E-mail: keabbakumov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6055-2366>

Anton V. Vagin, Master in Instrument Engineering (2020), Postgraduate Student, Assistant of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 28 scientific publications. Area of expertise: propagation of elastic waves in stratified media, ultrasonic measurements, special instrumentation.

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

E-mail: avvagin@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1875-544X>

Alena A. Vjuginova, Cand. Sci. (2013), Associate Professor of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 65 scientific publications. Area of expertise: ultrasonic technologies and equipment; ultrasonic emitting systems; ultrasonic transducers; acoustic methods of nondestructive testing and measurements.

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

E-mail: aavyuginova@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4677-7689>

Irina G. Sidorenko – Engineer in Instrument Engineering (2010), Assistant of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 15 scientific publications. Area of expertise: area of wave processes in complex-structured media; acoustic methods of nondestructive testing and measurements.

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

E-mail: igsidorenko@etu.ru

<https://orcid.org/0009-0001-6027-7939>

Sergey S. Sergeev – Cand. Sci. (1984), Associate Professor, the head of the Department of Physical Control Methods of Interstate Educational Institution of Higher Education "Belarusian-Russian University". The author of 130 scientific publications. Area of expertise: area of fundamentals of the acousto-optical method of nondestructive testing; improvement of fiber-optic and acoustic methods and means of control and measurement.

Address: Interstate Educational Institution of Higher Education "Belarusian-Russian University", 43 Mira Ave, Mogilev 212000, Republic of Belarus

E-mail: sss.bru@tut.by

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

УДК 681.2

Научная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-6-103-112>

Исследование структуры зерна пшеницы методом цифровой рентгенографии

Р. Ю. Антонов 

ООО "Экан", Санкт-Петербург, Россия

roman.ekan@yandex.ru

Аннотация

Введение. Анализ качества зерна пшеницы инструментальными методами является актуальной задачей ввиду ежегодного увеличения объемов его производства и экспорта. Метод цифровой рентгенографии перспективен для исследования внутренней структуры зерна пшеницы, так как является неразрушающим и совместно с другими методами дает возможность наиболее полно описать параметры зерна.

Цель работы. Определить возможности цифровой рентгенографии для исследования структуры зерна пшеницы.

Материалы и методы. Для получения цифровых рентгеновских изображений использована многофункциональная передвижная рентгенодиагностическая установка производства ЗАО "ЭЛТЕХ-Мед". Напряжение на трубке установки – 9 кВ. В статье использованы образцы зерна твердой пшеницы разных сортов. Для автоматизации операций по обработке изображений зерна применялись разработанные скрипты на языке Python с использованием библиотек numpy, opencv.

Результаты. Исследовано ослабление рентгеновского излучения материалом зерна. Показано, что оболочка зерна обладает большим коэффициентом ослабления, чем эндосперм. Найдено обоснование явления, которое заключается в большей концентрации калия и фосфора в оболочке пшеницы. Полученное расчетным путем отношение коэффициентов ослабления оболочки к эндосперму составило 1.27, экспериментальным – 1.36. Показано влияние геометрической формы зерна пшеницы на формирование рентгеновского изображения зерна. Приведен способ описания геометрической формы зерна с использованием кривых второго порядка. Построена математическая модель прохождения рентгеновского излучения в зерне пшеницы с учетом его сложной формы и неоднородного распределения макроэлементов в нем. Модель позволяет неразрушающим методом оценить коэффициенты ослабления эндосперма и оболочки зерна.

Заключение. Метод цифровой рентгенографии для исследования пшеницы рационально применять в научных исследованиях и задачах селекции. Предложенную модель прохождения рентгеновского излучения в зерне пшеницы можно использовать для численного определения некоторых показателей качества зерна.

Ключевые слова: цифровая рентгенография, микрофокусная рентгенография, пшеница, зерно, семена

Для цитирования: Антонов Р. Ю. Исследование структуры зерна пшеницы методом цифровой рентгенографии // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 6. С. 103–112. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-103-112

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 13.10.2023; принята к публикации после рецензирования 20.11.2023; опубликована онлайн 28.12.2023



Study of Wheat Grain Structure by Digital Radiography

Roman Yu. Antonov✉

"Ekan" Ltd, St Petersburg, Russia

✉roman.ekan@yandex.ru

Abstract

Introduction. Analysis of the quality of wheat grain using instrumental methods is an important task due to the permanent growth in annual wheat production and export. Digital radiography is a promising method for studying the internal structure of wheat grain. Along with other methods, digital radiography allows non-destructive testing and comprehensive description of grain parameters.

Aim. To determine the capabilities of digital radiography for studying the structure of wheat grain.

Materials and methods. Digital X-ray images were obtained using a multifunctional mobile x-ray diagnostic unit produced by JSC "ELTECH-Med" was used with the installation tube voltage of 9 kV. Durum wheat grain samples of different varieties were used. Operations for processing grain images were automated using the scripts developed in Python using the numpy and opencv libraries.

Results. The attenuation of X-ray radiation by grain material was studied. Wheat bran was found to exhibit a greater attenuation coefficient than the endosperm, assumably due to the higher concentration of potassium and phosphorus in the wheat outer layer. The calculated ratio of the attenuation coefficients of the bran to the endosperm was 1.27, compared to the experimentally obtained value of 1.36. The influence of the geometric shape of wheat grain on the formation of its X-ray image was determined. A method for describing the geometric shape of wheat grain using second-order curves was presented. A mathematical model for the transmission of X-ray radiation in wheat grain was constructed, taking into account its complex shape and the heterogeneous distribution of macroelements therein. This model allows estimation of the attenuation coefficients of the grain endosperm and outer layer using a non-destructive method.

Conclusion. Digital radiography is an effective method for studying wheat when carrying out research and breeding tasks. The proposed model for the transmission of X-ray radiation in wheat grain can be used to numerically determine some indicators of grain quality.

Keywords: digital radiography, microfocus radiography, wheat, grain, seeds

For citation: Antonov R. Yu. Study of Wheat Grain Structure by Digital Radiography. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 6, pp. 103–112. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-6-103-112

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

Submitted 13.10.2023; accepted 20.11.2023; published online 28.12.2023

Введение. Актуальность статьи обусловлена тем, что по данным Продовольственной и сельскохозяйственной организации ООН в 2021 г. мировое производство пшеницы составило 771 млн т и имеет тенденцию к увеличению [1–3]. При росте производства и торговли в условиях ограниченных ресурсов (территориальных, энергетических и т. д.) особенно важными становятся задачи выведения новых сортов, селекции пшеницы для эффективного использования имеющихся земель, повышения ее урожайности [4, 5]. Одной из задач, возникающих в ходе этого процесса, является максимально полное исследование семян пшеницы, выявление всех характеристик, определяющих се-

менные и технологические показатели качества зерна [6]. Один из перспективных инструментальных методов исследования зерна – цифровая рентгенография [7, 8]. Особенно высокой информативностью отличаются снимки, сформированные с использованием микрофокусных источников излучения [9, 10], поскольку объекты на них могут быть сильно увеличены.

В отличие от традиционной рентгенографии цифровая дает возможность получения цифровых изображений, которые могут храниться, тиражироваться и обрабатываться с использованием компьютерных технологий, т. е. такие снимки позволяют использовать всю доступную на данный момент информационную инфраструктуру

Табл. 1. Химический состав зерна пшеницы

Tab. 1. Chemical composition of wheat grain

Наименование	Соотношение, %	Белок, %	Углеводы, %					Липиды, %	Зольность, %
			Всего	Крахмал	Сахар	Клетчатка	Пентозаны		
Целое зерно	100.00	16.06	78.25	63.07	4.32	2.76	8.10	2.24	2.18
Эндосперм	81.60	12.91	85.23	78.82	3.54	0.15	2.72	0.66	0.45
Зародыш	3.24	41.30	37.32	–	25.12	2.46	9.74	15.04	0.32
Оболочки с алейроновым слоем	15.48	28.75	57.03	–	4.18	16.20	36.65	7.78	10.51

[11]. Кроме того, рентгенография – неразрушающий метод анализа, что особенно важно при исследовании семенного материала. Проанализированные семена затем могут быть исследованы другими методами, в результате чего получается массив разнообразных, но связанных данных. Метод цифровой рентгенографии сейчас стандартизирован (ГОСТ Р 59603–2021) и успешно применяется для решения задачи поиска скрытых дефектов семенного материала [12]. Однако перспективной является идея восстановления внутренней структуры зерна пшеницы по его рентгеновскому снимку, так как реализация такого способа анализа позволит оценивать неразрушающим методом ряд важных параметров зерна (например, стекловидность, плотность и т. д.). Таким образом, цель статьи – исследование структуры зерна пшеницы методом цифровой рентгенографии.

В рамках поставленной цели решаются следующие задачи:

1. Исследовать взаимодействие рентгеновского излучения с отдельными частями зерна пшеницы.
2. Построить математическую модель данного процесса.

Формирование рентгеновского изображения зерна с учетом распределения химических элементов, входящих в него. Известно, что интенсивность рентгеновского излучения экспоненциально убывает в зависимости от пройденного им пути в поглощающем слое:

$$I = I_0 e^{-\mu d},$$

где I_0 – начальная интенсивность рентгеновского излучения; μ – коэффициент, в грубом приближении пропорциональный $Z^3 \lambda^3$; Z – атомный номер элемента; λ – длина волны; d – толщина слоя.

Химический состав зерна пшеницы [13] приведен в табл. 1.

Исходя из данных табл. 1, можно заключить, что зерно пшеницы состоит из органических соединений, включающих в себя углерод, кислород, водород и азот. Содержание прочих элементов существенно меньше. Атомные номера углерода, кислорода и азота близки ($Z = 6, 8, 7$ соответственно) и существенно больше водорода ($Z = 1$), поэтому, в основном, именно эти элементы определяют коэффициент ослабления рентгеновского излучения зерном. Для первоначального исследования использовалось излучение с наибольшей длиной волны, так как это позволяет получить наиболее контрастное изображение.

В описываемом исследовании использована многофункциональная передвижная рентгенодиагностическая установка производства ЗАО "ЭЛТЕХ-Мед" [14]. Для проведения экспериментов было установлено минимально возможное напряжение на рентгеновской трубке (9 кВ). Рентгенооптическая схема съемки (рис. 1) включает в себя: 1 – источник рентгеновского излучения;

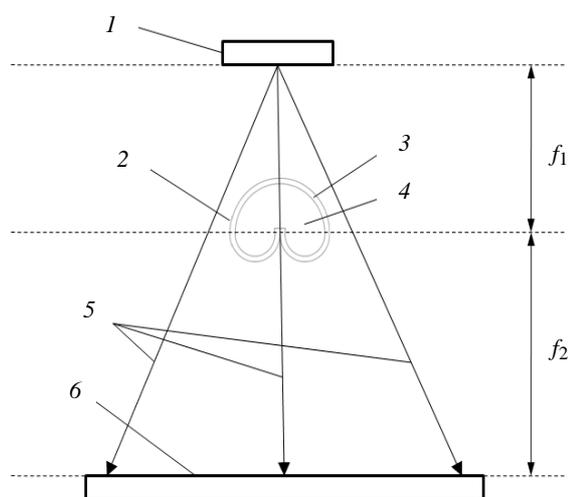


Рис. 1. Рентгенооптическая схема съемки
 Fig. 1. X-ray optical survey scheme

2 – объект исследования (зерно, показано в разрезе); 3 – оболочка зерна; 4 – внутренняя часть зерна; 5 – пучок рентгеновского излучения; 6 – приемник рентгеновского излучения.

Для первичной оценки изображений была выполнена съемка с максимальным проекционным увеличением (примерно в 40 раз). Увеличение (m) определяется соотношением расстояний источник – объект (f_1) и объект – приемник (f_2):

$$m = f_2 / f_1 \approx 40.$$

Для дальнейших рассуждений необходимо описать получаемые изображения. Здесь и далее изображения зерна являются негативными (обратными), на которых более плотные структуры имеют более светлые тона, менее плотные ткани и воздух – темные тона. Для исследования используются цифровые изображения, получаемые с помощью рентгенографии на запоминающих люминофорах. Основными ее элементами являются запоминающие люминофорные пластины, считывающее устройство (сканер) и компьютер. На пластине во время экспозиции формируется скрытое изображение, аналогично скрытому изображению на рентгеновской пленке при традиционной аналоговой рентгенографии. После экспонирования кассета с люминофорной пластиной помещается в считывающее устройство, далее пластина автоматически извлекается из кассеты, скрытое изображение считывается лазером и оцифровывается. Это позволяет в дальнейшем его обрабатывать, просматривать и распечатывать с использованием компьютера. Люминофорные пластины могут использоваться многократно.

После оцифровки получается монохромное изображение с 8-битной шкалой яркости ($2^8 = 256$ ступеней). Таким образом, область на изображении, соответствующая полностью прозрачному для рентгеновского излучения объекту, будет иметь яркость 0 (черный цвет), а область, полностью поглощающая рентгеновское излучение, будет иметь яркость 255 (белый цвет).

Если рассмотреть изображение зерна, полученное в данных условиях, то можно заключить, что оболочка зерна пшеницы обладает более высоким коэффициентом ослабления, чем внутренняя часть зерна. Об этом свидетельствуют локальные максимумы яркости

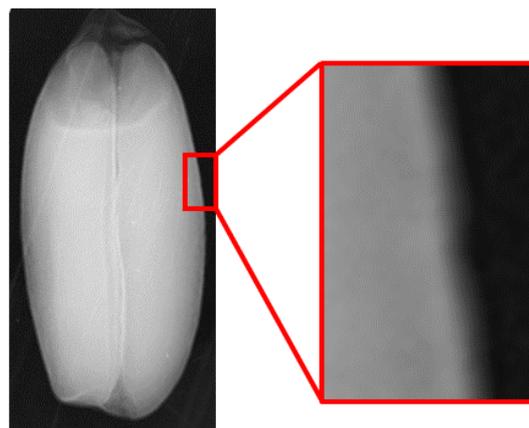


Рис. 2. Пример изображения с увеличением в 40 раз
Fig. 2. Example image at 40x magnification

вблизи внешнего контура зерна, а также в области бороздки. Пример такого изображения с максимальным увеличением ($m = 40$ раз) приведен на рис. 2.

Согласно [13, 15] оболочки и внутренняя часть пшеницы (эндосперм) имеют разный элементный состав. В рамках описываемого исследования наибольшее значение имеет распределение элементов с большими атомными номерами. В первую очередь, это железо ($Z = 26$), цинк ($Z = 30$), марганец ($Z = 25$), магний ($Z = 12$), калий ($Z = 19$), фосфор ($Z = 15$), кальций ($Z = 20$). На рис. 3 [15] показано распределение химических элементов в зерне пшеницы. Более светлый оттенок соответствует большей концентрации элемента. Видно, что основная часть представленных элементов расположена в оболочке и в алейроновом слое, что обуславливает большее ослабление рентгеновского излучения этими частями зерна.

Разница интенсивностей рентгеновского излучения, прошедшего через одинаковые (по толщине) слои оболочки и эндосперма зерна, определяется выражением

$$\Delta I = I_{\text{обол}} - I_{\text{энд}} = I_0 e^{-\mu_{\text{обол}} d} - I_0 e^{-\mu_{\text{энд}} d},$$

где $I_{\text{обол}}$ – интенсивность рентгеновского излучения, прошедшего через оболочку; $I_{\text{энд}}$ – интенсивность рентгеновского излучения, прошедшего через эндосперм; $\mu_{\text{обол}}$ – коэффициент ослабления оболочкой; $\mu_{\text{энд}}$ – коэф-

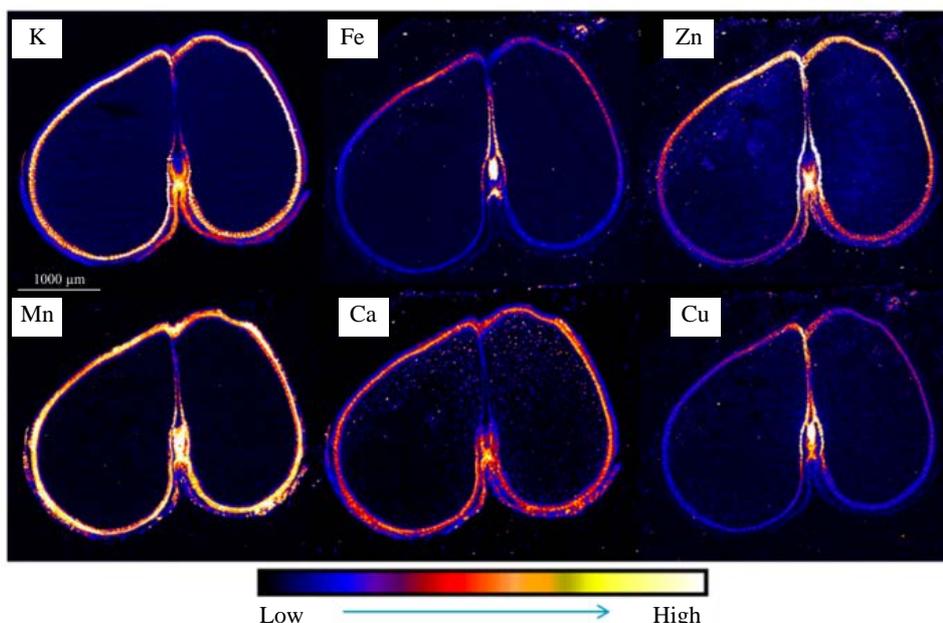


Рис. 3. Карты концентраций элементов в поперечном разрезе пшеницы
 Fig. 3. Elemental maps of a cross section of a wheat sample

коэффициент ослабления эндоспермом; d – толщина ослабляющего слоя (одинакова для оболочки и эндосперма).

Так как исследуемые вещества имеют сложный состав, удобно перейти к использованию массового коэффициента ослабления. Зависимость интенсивности от массового коэффициента ослабления выражается в виде

$$I = I_0 e^{-m \frac{\mu}{\rho}},$$

где m – масса ослабляющего вещества; μ/ρ – массовый коэффициент ослабления; ρ – плотность ослабляющего вещества.

Для вещества, состоящего из нескольких химических элементов, можно записать выражение

$$I = I_0 e^{-m \sum \frac{\mu_i}{\rho_i} p_i},$$

где μ_i/ρ_i – массовый коэффициент ослабления i -го элемента; p_i – массовая доля i -го элемента в общей массе соединения (причем $\sum p_i = 1$).

Для упрощенного расчета при постоянном спектре излучения рентгеновского источника будем использовать величину Z^3 как оценку коэффициента ослабления. Такое допущение принято, так как в данном теоретическом расчете интерес представляет соотношение коэффициентов ослабления, а не их абсолютные значения. Исходные данные для расчета взяты из [13, 15–17] и сведены в табл. 2. В таблицу

Табл. 2. Исходные данные для расчета массовых коэффициентов ослабления составляющих зерна

Tab. 2. Source data for calculating the mass attenuation coefficients of grain components

Элемент	Содержание в оболочке, мг/кг	Содержание в эндосперме, мг/кг	Плотность, кг/м ³	Z	$\mu \sim Z^3, \text{м}^{-1}$
Fe	168	11	7874	26	17 576
Zn	91	8	7130	30	27 000
Mn	127	4	7300	25	15 625
Mg	5350	191	1740	12	1728
K	15 840	1500	860	19	6859
P	15 150	1100	1820	15	3375
Ca	878	178	1540	20	8000
Оболочкаорг	994 264	0	1100	8	512
Эндосперморг	0	999 786	1350	8	512

Табл. 3. Массовые коэффициенты ослабления составляющих зерна μ/ρ , $\text{м}^2/\text{кг}$

Tab. 3. Mass attenuation coefficients of grain components μ/ρ , m^2/kg

Fe	Zn	Mn	Mg	K	P	Ca	Оболочка _{орг}	Эндосперм _{орг}
2.23	3.79	2.14	0.99	7.98	1.85	5.19	0.47	0.38

Табл. 4. Вклад элементов в ослабление рентгеновского излучения оболочкой зерна

Tab. 4. Contribution of elements to the attenuation of X-ray radiation by the grain outer layer

Элемент	Массовая доля элемента	Массовый коэффициент ослабления элемента с учетом массовой доли $(\mu/\rho)_p$, $\text{м}^2/\text{кг}$
Fe	0.00017	0.00038
Zn	0.00009	0.00034
Mn	0.00013	0.00027
Mg	0.00535	0.00531
K	0.01584	0.12633
P	0.01515	0.02809
Ca	0.00088	0.00456
Оболочка _{орг}	0.96240	0.44795
Сумма	1.00000	0.61324

Табл. 5. Вклад элементов в ослабление рентгеновского излучения эндоспермом зерна

Tab. 5. Contribution of elements to the attenuation of X-ray radiation by grain endosperm

Элемент	Массовая доля элемента	Массовый коэффициент ослабления элемента с учетом массовой доли $(\mu/\rho)_p$, $\text{м}^2/\text{кг}$
Fe	0.00001	0.00002
Zn	0.00001	0.00003
Mn	0.00000	0.00001
Mg	0.00019	0.00019
K	0.00150	0.01196
P	0.00110	0.00204
Ca	0.00018	0.00092
Эндосперм _{орг}	0.99701	0.37812
Сумма	1.00000	0.39331

введены 2 искусственных элемента – оболочка_{орг} и эндосперм_{орг}. Под первым понимается органическая часть оболочки, под вторым – органическая часть эндосперма (т. е. органические вещества без учета отдельно рассматриваемых микроэлементов – Fe, Zn, Mn, Mg и т. д.). Эти органические части содержат в основном углерод ($Z = 6$), водород ($Z = 1$), азот ($Z = 7$), кислород ($Z = 8$). Для оценочного расчета коэффициента массового ослабления этих частей использован наибольший возможный атомный номер ($Z = 8$), т. е. принят максимально возможный коэффициент ослабления.

Результаты расчета представлены в табл. 3–5.

Таким образом, $\mu_{\text{обол}}/\rho_{\text{обол}} \approx 0.61 \text{ м}^2/\text{кг}$; $\mu_{\text{энд}}/\rho_{\text{энд}} \approx 0.39 \text{ м}^2/\text{кг}$. Оценка показывает, что

калий и фосфор оказывают наибольшее влияние на поглощение рентгеновского излучения и обуславливают различимую на рентгеновском изображении светлую полосу по краю зерна.

Примем плотность оболочек зерна $1100 \text{ кг}/\text{м}^3$, эндосперма $1350 \text{ кг}/\text{м}^3$ [13] и вычислим отношение линейных коэффициентов ослабления оболочкой и эндоспермом:

$$\frac{\mu_{\text{обол}}}{\mu_{\text{энд}}} = \frac{\mu_{\text{обол}}}{\rho_{\text{обол}}} \cdot \frac{\rho_{\text{энд}}}{\mu_{\text{энд}}} = 1.27,$$

где $\rho_{\text{обол}}$ – плотность оболочки; $\rho_{\text{энд}}$ – плотность эндосперма.

Таким образом, оценочный расчет показывает, что коэффициент ослабления оболочки в 1.27 раза больше коэффициента ослабления эндосперма.

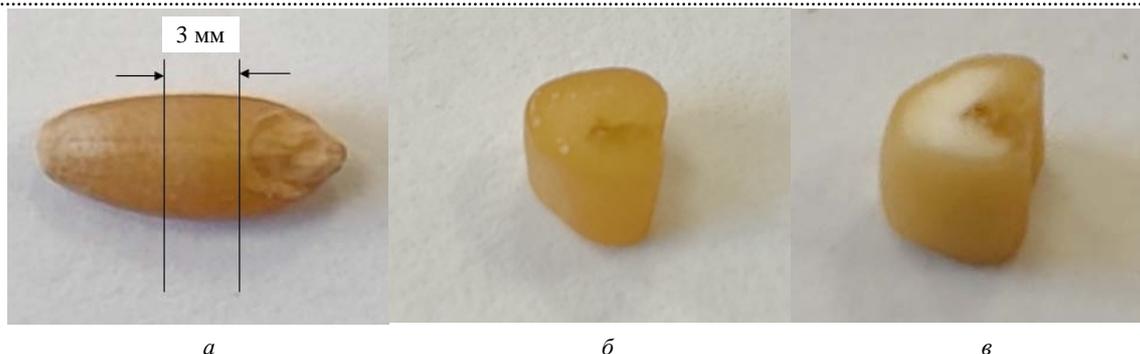


Рис. 4. Схема разрезания зерна (а) и примеры разрезанных зерен (б, в)

Fig. 4. Scheme of cutting grain (a) and examples of cut grains (b, c)

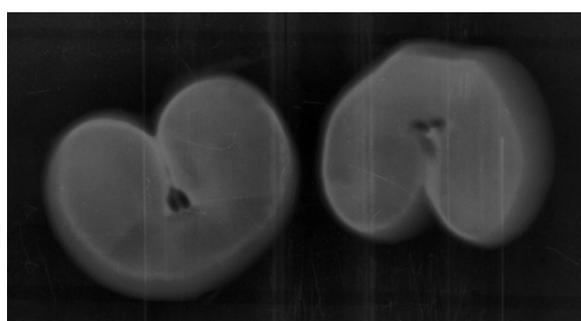


Рис. 5. Примеры рентгеновских изображений пластин зерна толщиной 3 мм

Fig. 5. Examples of X-ray images of 3 mm thick grain plates

Далее для проверки теоретических расчетов было необходимо получить рентгеновские снимки эндосперма и оболочек. Для этого был подготовлен набор из 10 зерен. Каждое зерно было разрезано поперек в двух местах с интервалом 3 мм (рис. 4, а). Таким способом были получены пластины зерна одинаковой толщины (рис. 4, б, в).

Далее были получены рентгеновские изображения каждой такой пластины. Плоскости разрезов располагались перпендикулярно распространению излучения. Пример изображений представлен на рис. 5.

С помощью полученных изображений решалась задача проверки теоретического расчета отношения коэффициентов ослабления оболочки и эндоспермом. Для автоматизации операций по обработке изображений зерна применялись разработанные скрипты на языке Python с использованием библиотек numpy, opencv.

Для практических расчетов за оценку интенсивности I рентгеновского излучения, прошедшего через определенную часть зерна, примем яркость позитивного рентгеновского изображения этой части.

Табл. 6. Экспериментально вычисленные коэффициенты ослабления

Tab. 6. Experimentally calculated attenuation coefficients

Номер зерна	$\mu_{\text{энд}}, \text{мм}^{-1}$	$\mu_{\text{обол}}, \text{мм}^{-1}$
1	0.079	0.107
2	0.073	0.100
3	0.086	0.122
4	0.088	0.116
5	0.074	0.098
6	0.086	0.120
7	0.081	0.111
8	0.100	0.135
9	0.093	0.131
10	0.083	0.109

Анализ вычисленных коэффициентов ослабления, представленных в табл. 6, позволяет сделать 2 вывода. Во-первых, теоретический расчет отношения коэффициентов ослабления оболочки и эндоспермом выполнен исходя из правильного предположения о том, что оно определяется неравномерностью распределения отдельных элементов в объеме зерна. Разница теоретического (1.27) и практического (1.36) значений может быть обусловлена допущениями расчета и погрешностями подготовки образцов.

Формирование рентгеновского изображения с учетом его формы. Для того чтобы учесть неоднородность структуры зерна, вводится модель, описывающая прохождение рентгеновского излучения последовательно через 3 среды (оболочка – внутренняя часть – оболочка). Интенсивность прошедшего излучения описывается следующим образом:

$$I = I_0 e^{-\mu_{\text{обол}} d_{\text{обол}} - \mu_{\text{энд}} d_{\text{энд}}},$$

где $d_{\text{обол}}$ – длина пути излучения в оболочке;
 $d_{\text{энд}}$ – длина пути излучения в эндосперме.

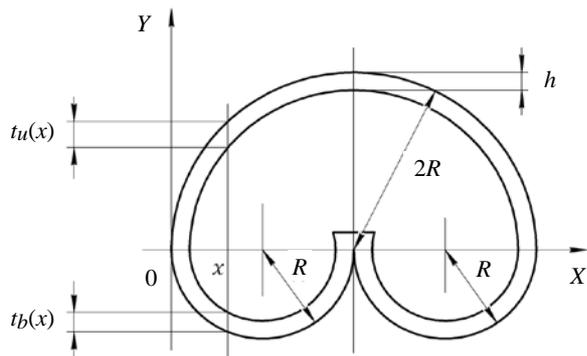


Рис. 6. Геометрическая модель формы разреза зерна
 Fig. 6. Geometric model of grain cut shape

Для учета сложной формы зерна его поперечный разрез описывается двумя кривыми второго порядка. Условимся считать часть зерна с бороздой нижней, а противоположную – верхней. За начало координат по оси X принят левый край зерна, по оси Y – начало бороздки (рис. 6).

Введем обозначения: R – радиус половины зерна; h – толщина оболочки зерна; t_u – длина пути рентгеновского излучения в верхней части зерна; t_b – длина пути рентгеновского излучения в нижней части зерна; $t = t_u + t_b$ – длина пути рентгеновского излучения в оболочке зерна.

Тогда граница верхней части зерна описывается уравнением

$$y_u(x) = \sqrt{4R^2 - (x - 2R)^2};$$

нижней –

$$y_b(x) = -\sqrt{R^2 - (x - R)^2}.$$

При прохождении рентгеновского излучения перпендикулярно оси X длина пути в верхней оболочке описывается уравнением

$$t_u(x) = \sqrt{h^2 + h^2 [y_u'(x)]^2} = h \sqrt{\frac{4R^2}{4Rx - x^2}};$$

в нижней –

$$t_b(x) = \sqrt{h^2 + h^2 [y_b'(x)]^2} = h \sqrt{\frac{R^2}{2Rx - x^2}}.$$

Тогда длина пути во внутренней части находится как

$$d(x) = y_u(x) + [-y_b(x)] - t_u(x) - t_b(x).$$

Таким образом, интенсивность прошедшего рентгеновского излучения выражается следующим образом:

$$I(x) = I_0 e^{-\mu_{\text{обол}}[t_u(x) + t_b(x)] - \mu_{\text{энд}}d(x)}.$$

Система таких уравнений, построенная для множества пикселей цифрового изображения зерна, позволяет оценить отдельно $\mu_{\text{обол}}$ и $\mu_{\text{энд}}$.

Выводы. Исследовано взаимодействие рентгеновского излучения с отдельными частями зерна пшеницы. Выявлена зависимость стекловидности пшеницы от показателя ослабления рентгеновского излучения в эндосперме зерна. Выявлено влияние распределения в зерне ряда химических элементов на разницу коэффициентов ослабления оболочкой и эндоспермом зерна.

Построена математическая модель ослабления рентгеновского излучения цельным зерном пшеницы, учитывающая форму и неоднородность зерна. Потенциально модель может быть использована в практических прикладных целях для анализа значимых параметров зерна пшеницы, например стекловидности, щуплости, плотности.

Список литературы

1. Crops and livestock products // FAOSTAT. URL: <https://www.fao.org/faostat/en/#data/QCL> (дата обращения 02.10.2023)
2. Анализ состояния мирового рынка пшеницы и перспективы России по расширению экспортного потенциала / Д. И. Жиликов, В. Я. Башкатова, Ю. В. Плахутина, О. В. Петрушина, Д. А. Зюкин // Экономические науки. 2020. № 183. С. 38–43. doi: 10.14451/1.183.38
3. Зимняков В. М. Тенденции производства пшеницы в России // Инновационная техника и технология. 2020. № 2 (23). С. 48–52.
4. Новые сорта – резерв увеличения урожайности и качества зерна озимой пшеницы / Х. А. Малкандуев, Р. И. Шамурзаев, В. А. Филобок, М. В. Кашукоев, А. Х. Малкандуева, И. М. Ханиева // Изв. Кабардино-Балкарского гос. аграрного ун-та им. В. М. Кокова. 2023. № 2 (40). С. 16–24. doi: 10.55196/2411-3492-2023-2-40-16-24

5. Use of X-ray micro computed tomography imaging to analyze the morphology of wheat grain through its development / T. D. Q. Le, C. Alvarado, C. Girousse, D. Legland, A.-L. Chateigner-Boutin // Plant Methods. 2019. Vol. 15. P. 84–103. doi: 10.1186/s13007-019-0468-y

6. Genetic Mapping Analysis of Bread-Making Quality Traits in Spring Wheat / K. Simons, J. A. Anderson, M. Mergoum, J. D. Faris, D. L. Klindworth, S. S. Xu, C. Sneller, J.-B. Ohm, G. A. Hareland, M. C. Edwards, S. Chao // Crop Science. 2012. Vol. 52, iss. 5. P. 2182–2197. doi: 10.2135/cropsci2012.03.0175

7. Желудков А. Г., Белецкий С. Л., Потрахов Н. Н. Теоретические аспекты автоматизации рентгенографического метода анализа качества семян и товарного зерна злаковых культур // Инновационные технологии производства и хранения материальных ценностей для государственных нужд: междунар. сб. науч. тр. ФБГУ НИИПХ Росрезерва. М.: Галей Принт, 2014. С. 106–115.

8. Желудков А. Г., Потрахов Н. Н., Белецкий С. Л. Комплексное решение задач автоматизации рентгенографического метода анализа качества семян и зерна злаковых культур // Хлебопродукты. 2016. № 5. С. 58–61.

9. Потрахов Н. Н. Метод и особенности формирования теневого рентгеновского изображения микрофокусными источниками излучения // Вестн. новых мед. технологий. 2007. Т. 14, № 3. С. 167–169.

10. Потрахов Н. Н., Грязнов А. Ю. Метод оценки информативности визуализированных дентальных рентгеновских изображений // Мед. техника. 2009. № 1. С. 16–18.

11. Combining computer vision and deep learning to enable ultra-scale aerial phenotyping and precision agriculture: A case study of lettuce production / A. Bauer, A. G. Bostrom, J. Ball, C. Applegate,

T. Cheng, S. Laycock, S. M. Rojas, J. Kirwan, J. Zhou // Horticulture Research. 2019. Vol. 6. P. 70–82. doi: 10.1038/s41438-019-0151-5

12. X-Ray Computer Methods for Studying the Structural Integrity of Seeds and Their Importance in Modern Seed Science / M. V. Arkhipov, N. S. Priyatkin, L. P. Gusakova, N. N. Potrakhov, A. Yu. Gryaznov, V. B. Bessonov, A. V. Obodovskii, N. E. Staroverov // Tech. Phys. 2019. Vol. 64. P. 582–592. doi: 10.1134/S1063784219040030

13. Козьмина Н. П., Гунькин В. А., Сусянок Г. М. Теоретические основы прогрессивных технологий (Биотехнология). Зерновое (с основами биохимии растений). М.: Колос, 2006. 307 с.

14. Белецкий С. Л., Иванова Е. В., Фешина Т. В. Современные рентгенодиагностические комплексы для экспресс-оценки качества сырья // Практические аспекты исследования и мониторинга качества сырья и продуктов питания для обеспечения продовольственной безопасности России: сб. докл. науч.-практ. семинара / ФГУ НИИПХ Росрезерва. М., 2010. С. 78–83.

15. Distribution of Minerals in Wheat Grains (Triticum aestivum) and in Roller Milling Fractions Affected by Pearling / N. D. Brier, S. V. Gomand, E. Donner, D. Paterson, J. A. Delcour, E. Lombi, E. Smolders // J. of Agricultural and Food Chemistry. 2015. Vol. 63, iss. 4. P. 1276–1285. doi: 10.1021/jf5055485

16. Релина Л. И., Вечерская Л. А., Голик О. В. Содержание белка и минералов в зерне некоторых видов редких тетраплоидных пшениц // Вестн. БарГУ. Сер.: Биологические науки. С.-х. 2019. № 7. С. 130–138.

17. Genetic variability and stability of grain magnesium, zinc and iron concentrations in bread wheat / F.-X. Oury, F. Leenhardt, C. Remesy, E. Chanliaud, B. Duperrier, F. Balfourier, G. Charmet // Europ. J. Agronomy. 2006. Vol. 25. P. 177–185. doi: 10.1016/j.eja.2006.04.011

Информация об авторе

Антонов Роман Юрьевич – специалист по направлению "Компьютерная безопасность" (2015, СПбГЭТУ "ЛЭТИ"), соискатель кафедры электронных приборов и устройств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), начальник конструкторского отдела ООО "Экан". Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – исследование и разработка методов инструментальной оценки пищевой продукции.
Адрес: ООО "Экан", аллея Академика Лихачева, д. 7, стр. 1, Санкт-Петербург, 194223, Россия
E-mail: roman.ekan@yandex.ru
<https://orcid.org/0000-0003-0219-9685>

References

1. Crops and Livestock Products. FAOSTAT. Available at: <https://www.fao.org/faostat/en/#data/QCL> (accessed 02.10.2023)

2. Zhilyakov D. I., Bashkatova V. Ya., Plakhutina Yu. V., Petrushina O. V., Zyukin D. A. Analysis of the State of the World Wheat Market and Russia's Prospects for

Expanding Export Potential. Economic Sciences. 2020, no. 183, pp. 38–43. doi: 10.14451/1.183.38 (In Russ.)

3. Zimnyakov V. M. Trends in Wheat Production in Russia. Innovative Equipment and Technology. 2020, no. 2 (23), pp. 48–52. (In Russ.)

4. Malkanduev Kh. A., Shamurzaev R. I., Filo-

bok V. A., Kashukoev M. V., Malkandueva A. Kh., Khanieva I. M. New Varieties are a Reserve for Increasing the Yield and Quality of Winter Wheat Grain. News of the Kabardino-Balkarian State Agrarian University named after V. M. Kokova. 2023, no. 2 (40), pp. 16–24. doi: 10.55196/2411-3492-2023-2-40-16-24 (In Russ.)

5. Le T. D. Q., Alvarado C., Girusse C., Legland D., Chateigner-Boutin A.-L. Use of X-ray Micro Computed Tomography Imaging to Analyze the Morphology of Wheat Grain through Its Development. Plant Methods. 2019, vol. 15, pp. 84–103. doi: 10.1186/s13007-019-0468-y

6. Simons K., Anderson J. A., Mergoum M., Faris J. D., Klindworth D. L., Xu S. S., Sneller C., Ohm J.-B., Hareland G. A., Edwards M. C., Chao S. Genetic Mapping Analysis of Bread-Making Quality Traits in Spring Wheat. Crop Science. 2012, vol. 52, iss. 5, pp. 2182–2197. doi: 10.2135/cropsci2012.03.0175

7. Zheludkov A. G., Beletsky S. L., Potrahov N. N. Theoretical Aspects of Automation of the Radiographic Method for Analyzing the Quality of Seeds and Commercial Grain of Cereal Crops. Innovative Technologies for the Production and Storage of Material Assets for State Needs: Intern. Sat. scientific tr. FBGU NIIPH Rosrezerva. Moscow, Galeya Print, 2014, pp. 106–115. (In Russ.)

8. Zheludkov A. G., Potrahov N. N., Beletsky S. L. A Comprehensive Solution to the Problems of Automation of the Radiographic Method for Analyzing the Quality of Seeds and Grains of Cereal Crops. Bakery Products. 2016, no. 5, pp. 58–61. (In Russ.)

9. Potrahov N. N. Method and Features of the Formation of Shadow X-Ray Images Using Microfocus Radiation Sources. Bulletin of New Medical Technologies. 2007, vol. 14, no. 3, pp. 167–169. (In Russ.)

10. Potrahov N. N., Gryaznov A. Yu. Method for Assessing the Information Content of Visualized Dental X-Ray Images. Medical Technology, 2009, no. 1, pp. 16–18. (In Russ.)

11. Bauer A., Bostrom A. G., Ball J., Applegate C., Cheng T., Laycock S., Rojas S. M., Kirwan J., Zhou J.

Combining Computer Vision and Deep Learning to Enable Ultra-Scale Aerial Phenotyping and Precision Agriculture: a Case Study of Lettuce Production. Horticulture Research. 2019, vol. 6, pp. 70–82. doi: 10.1038/s41438-019-0151-5

12. Arkhipov M. V., Priyatkin N. S., Gusakova L. P., Potrakhov N. N., Gryaznov A. Yu., Bessonov V. B., Obodovskii A. V., Staroverov N. E. X-Ray Computer Methods for Studying the Structural Integrity of Seeds and Their Importance in Modern Seed Science. Tech. Phys. 2019, vol. 64, pp. 582–592. doi: 10.1134/S1063784219040030

13. Kozmina N. P., Gunkin V. A., Suslyanok G. M. *Teoreticheskie osnovy progressivnykh tekhnologii (Biotehnologiya). Zernovedenie (s osnovami biokhimii rastenii)* [Theoretical Foundations of Progressive Technologies (Biotechnology). Grain Science (with the basics of plant biochemistry)]. Moscow, Kolos, 2006, 307 p. (In Russ.)

14. Beletsky S. L., Ivanova E. V., Feshina T. V. Modern X-ray Diagnostic Complexes for Express Assessment of the Quality of Raw Materials. Practical Aspects of Research and Monitoring the Quality of Raw Materials and Food Products to Ensure Food Security in Russia. Moscow, FGU NIIPH Rosrezerva, 2010, pp. 78–83. (In Russ.)

15. Brier N. D., Gomand S. V., Donner E., Paterson D., Delcour J. A., Lombi E., Smolders E. Distribution of Minerals in Wheat Grains (*Triticum aestivum*) and in Roller Milling Fractions Affected by Pearling. J. of Agricultural and Food Chemistry. 2015, vol. 63, iss. 4, pp. 1276–1285. doi: 10.1021/jf5055485

16. Relina L. I., Vecherskaya L. A., Golik O. V. Content of Protein and Minerals in the Grain of Some Types of Rare Tetraploid Wheat. Bulletin of BarSU. Series: Biological Sciences. Agricultural Sciences. 2019, no. 7, pp. 130–138. (In Russ.)

17. Oury F.-X., Leenhardt F., Remesy C., Chantiaud E., Duperrier B., Balfourier F., Charmet G. Genetic Variability and Stability of Grain Magnesium, Zinc and Iron Concentrations in Bread Wheat. Europ. J. Agronomy. 2006, vol. 25, pp. 177–185. doi: 10.1016/j.eja.2006.04.011

Information about the author

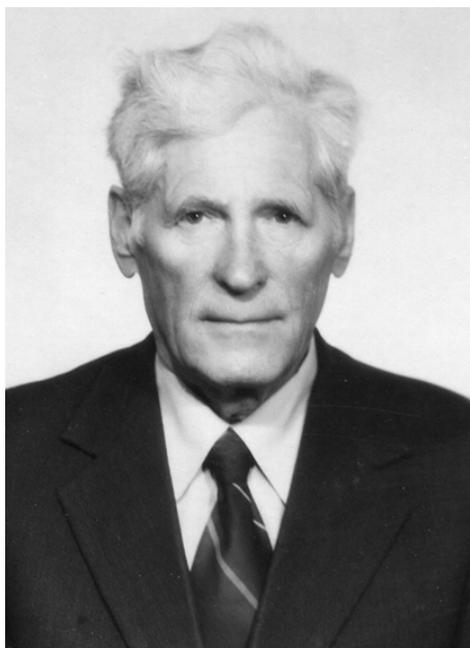
Roman Yu. Antonov, Specialist in Computer security (2015, Saint Petersburg Electrotechnical University), applicant of the Department of Electronic Instruments and Devices of St. Petersburg Electrotechnical University, head of the design department of "Ekan" Ltd. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: research and development of methods for instrumental analysis of food products.

Address: "Ekan" Ltd, 7 building 1, Academician Likhachev alley, St Petersburg 194223, Russia.

E-mail: roman.ekan@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0219-9685>

К СТОЛЕТИЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ В. И. ВИНОКУРОВА



Профессор В. И. Винокуров

(24.12.1923 – 01.02.2003)

24 декабря исполняется 100 лет со дня рождения заслуженного профессора СПбГЭТУ "ЛЭТИ", заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, почетного радиста СССР, доктора технических наук профессора Винокурова Виктора Ивановича.

В. И. Винокуров родился в Тамбовской губернии, рано остался без родителей. В июне 1941 г., окончив 9-й класс ленинградской школы, ушел добровольцем на фронт. Все 900 блокадных дней защищал Ленинград, в 1942 г. был тяжело контужен, но сумел быстро вернуться в строй. Позже в составе Ленинградского и 3-го Белорусского фронтов освобождал Прибалтику и Кенигсберг. Во время блокады у бойца Винокурова был особый период, когда он как водитель полуторки трудился на Дороге жизни: по льду из Ленинграда вывозил больных и раненых, а в Ленинград вез продукты и боеприпасы. Трудно представить, но экзамен за 10-й класс боец Винокуров сдал летом 1942 г., будучи курсантом на трехмесячных курсах механиков-водителей.

После демобилизации в 1946 г. Виктор Иванович поступил в ЛЭТИ на специальность "Электрофизика". Будучи студентом, в летние каникулы строил Красноборскую ГЭС, где его соратниками на стройке были будущие за-

служенные профессора ЛЭТИ Р. Е. Быков и Ю. А. Быстров, будущий генеральный директор НПО "Гранит" И. Ю. Кривцов, а также будущий нобелевский лауреат Ж. И. Алферов.

После окончания института в 1951 г. и получения диплома с отличием В. И. Винокуров, как человек, склонный к научной работе, был оставлен в вузе и до конца жизни трудился в ЛЭТИ, где прошел путь от инженера и научного сотрудника до заслуженного профессора. В 1953 г. он был принят в аспирантуру на кафедру теоретических основ радиотехники к профессору Ю. Я. Юрову, пройдя неформальный отбор на знаменитом "Юровском" семинаре. В 1956 г. Виктор Иванович успешно защитил кандидатскую диссертацию на тему "Исследование методов радиометрии", после чего был переведен на преподавательскую работу. В это время на кафедре профессора Юрова открылось новое направление исследований, связанное с применением сложномодулированных сигналов, и Виктор Иванович стал активным участником этих исследований. Объектом приложений сигналов нового типа для молодого ученого Винокурова всерьез и надолго стала радиолокация.

В 1959 г. решением ВАК СССР В. И. Винокурову было присвоено звание доцента. В этот период им были подготовлены курсы лекций по дисциплинам "Радиоизмерения" и "Микроволновые радиоизмерения" для студентов радиотехнического факультета.

В 1965 г. В. И. Винокуров был назначен проректором по научной работе ЛЭТИ и занимал этот пост до 1970 г. Важнейшим направлением своей деятельности на этом посту Виктор Иванович считал укрепление связей с промышленностью, подготовку кадров высшей научной квалификации для предприятий, отраслевых научных и проектных организаций. Именно в это время в ЛЭТИ на большинстве выпускающих кафедр стали выполняться хоздоговорные НИР в интересах профильных отраслей промышленности. Не менее важным направлением стало расширение перечня научных специальностей в аспирантуре.

В этот период в жизни института произошло знаменательное событие – в 1967 г. был создан новый факультет – корабельной электрорадиотехники и автоматики (ФКЭА). Правда, изна-

начально он назывался факультет электротехники и автоматики и, естественно, В. И. Винокуров, как проректор по научной работе, принимал активное участие в его становлении, в формировании портфеля НИОКР и создании факультетской аспирантуры. Организатором и первым деканом ФКЭА был известный электротехник профессор Б. И. Норневский. Именно его убеждал Виктор Иванович в необходимости создания на "корабельном" факультете кафедры радиотехнического направления. Основным аргументом было наличие в Ленинграде мощной группы предприятий и НИИ радиотехнического профиля, относящихся к судостроительной промышленности, которые остро нуждались в инженерах – радистах. Да и корабли без радио со времен А. С. Попова считались недоукомплектованными. Поэтому в 1970 г. после завершения работы в должности проректора по научной работе логичным было предложить профессору Винокурову возглавить работу по организации новой кафедры под названием "Радиооборудование кораблей". В дальнейшем В. И. Винокуров многократно избирался заведующим этой кафедрой, ежегодно выпускавшей около 50 молодых специалистов по радиотехнике с "корабельным" уклоном. Придавая большое значение практической и технологической подготовке выпускников, Виктор Иванович одним из первых на новом факультете открыл базовую кафедру конструирования радиоэлектронной аппаратуры в ЦНИИ "Гранит".

Большое значение В. И. Винокуров придавал привлечению студентов к реальной научно-исследовательской деятельности, на его кафедре действовало одно из лучших в вузе студенческое научное общество. Все хорошо успевающие студенты старших курсов имели возможность оформиться на работу по совместительству в научные группы и лаборатории кафедры. В среднем в те времена на кафедре трудилось около 100 студентов. Значение такой составляющей подготовки инженеров трудно переоценить: все выпускники, реально работавшие на кафедре, после окончания института не нуждались в переучивании и адаптации на новом месте работы.

В 1974 г. В. И. Винокуров был избран деканом ФКЭА. В должности декана профессор Винокуров проработал три срока, вплоть до 1986 г.

Докторскую диссертацию В. И. Винокуров подготовил и защитил в конце 1964 г. Тема дис-

сертации соответствовала выполняемым под его руководством НИР по важнейшей оборонной тематике и была направлена на разработку нового поколения скрытых когерентных РЛС, использующих в качестве зондирующих сложные многополосные сигналы с адаптацией положения отдельных полос к возможным организованным помехам в широком диапазоне частот. Диссертация вызвала бурную дискуссию в профессиональном сообществе. Результатом нескольких совещаний и научных семинаров, в подведении итогов которых принимали участие В. А. Котельников и А. И. Берг, было решение провести полномасштабный натурный эксперимент с изготовлением прототипа скрытой РЛС. В качестве экспериментальной производственной базы был привлечен Киевский НИИРЭ (впоследствии НПО "КВАНТ"). Натурные испытания проводились в 1967 г. на Центральном радиолокационном полигоне ВМФ СССР в Крыму и завершились успешным подтверждением высокой скрытности многополосной РЛС с адаптацией спектральных полос. Разведприемник, находящийся на расстоянии 500 кабельтовых, не мог зафиксировать факта работы РЛС даже при совпадении лучей антенн.

В дальнейшем были найдены новые технические и технологические решения по формированию и обработке когерентных многополосных сигналов с большой базой, которые позже были внедрены в ряд серийно выпускаемых РЛС для надводных кораблей и подводных лодок. Этот же тип сигналов оказался эффективным с точки зрения помехоустойчивости к активным помехам при разработке загоризонтных РЛС декаметрового диапазона. Примечательно, что сегодня многие радиолокационные станции используют режим "прыгающей" несущей частоты для повышения скрытности работы.

В 80-х гг. встала актуальная задача – обнаружение малозаметных низколетящих скоростных, а далее и нескоростных целей. В ходе выполнения НИР с участием кафедры "Радиооборудование кораблей" модернизированный образец РЛС ПВО получил новый троичный фазокодовый зондирующий сигнал и доплеровскую обработку на основе быстрого преобразования Фурье. В результате полигонные испытания показали увеличение коэффициента проводки медленно- и низколетящих целей практически в 2 раза. Далее с КБ "ЛИРА", как

с основным разработчиком РЛС ПВО, были выполнены 2 ОКР на модернизацию станций ПВО семейства "Каста", серийно выпускавшихся Лианозовским электромеханическим заводом (Москва). В дальнейшем эти станции имели хороший экспортный потенциал, что говорит о их высокой конкурентоспособности.

В процессе разработки и исследований РЛС со сложными сигналами выяснилось, что проблема скрытности по своей сути близка проблеме обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных систем различного назначения. По инициативе В. И. Винокурова на кафедре была открыта лаборатория электромагнитной совместимости, вскоре состоялись первые (1976 г.) защиты кандидатских диссертаций, а в 1986 г. И. П. Харченко была защищена первая докторская диссертация. В самом начале 90-х гг., в сложное для страны время, Виктор Иванович много сделал, чтобы в России состоялась первая международная конференция по электромагнитной совместимости "ЭМС-93", получившая широкое международное признание профессионального сообщества. В дальнейшем к электромагнитной совместимости по предложению В. И. Винокурова добавилась электромагнитная экология, изучающая совместимость радиоэлектронных средств с живой природой и человеком.

На протяжении многих лет В. И. Винокуров входил в состав научного совета по статистической радиотехнике АН СССР (под председательством академика Кобзарева Ю. Б.), был членом научно-методического совета по радиоэлектронике и связи МВиССО РСФСР (под председательством профессора Ю. М. Казаринова).

В. И. Винокуров являлся автором более 200 научных работ, в том числе 27 изобретений и 10 монографий. В открытых названиях последних отражены направления научных исследований, которыми занимался Виктор Иванович на протяжении своего творческого пути: "Измерение флюктуационных сигналов малой интенсивности" (1959), "Вопросы обработки сложных сигналов в корреляционных системах" (1972), "Электромагнитная совместимость судового радиооборудования" (1977), "Проблемы использования радиоэлектронного оборудования при исследовании и освоении океана" (1979), "Моделирование и испытание радиооборудования" (1981), "Построение судового ра-

диооборудования" (1982), "Морская радиолокация" (1986), "Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств" (1986), "Дискретно-кодированные последовательности" (1990).

Виктор Иванович Винокуров был человеком широкой эрудиции. Видимо, этим объясняется его глубокий интерес к вопросам истории науки и техники. На протяжении многих лет он был активным членом исторической комиссии ученого совета университета, организатором регулярного выпуска тематического сборника по истории ЛЭТИ. Он с удовольствием читал лекции не только старшекурсникам по любимой им "Прикладной статистической радиофизике", но и первокурсникам по "Истории развития науки и техники".

Жизненный путь В. И. Винокурова был отмечен многими наградами и почетными званиями. Он был награжден двумя орденами и восемью медалями: орденом Отечественной войны I степени и орденом Трудового Красного Знамени, медалями "За оборону Ленинграда", "Партизану Отечественной войны", "За взятие Кенигсберга", "За победу над Германией в Великой Отечественной войне 1941–1945 гг." и целым рядом памятных юбилейных медалей СССР и РФ. В 1991 г. ему присвоено почетное звание "Заслуженный деятель науки и техники РСФСР". В 1998 г. В. И. Винокуров награжден нагрудным знаком "Почетный работник высшего образования России".

За более чем 50-летнюю работу в ЛЭТИ Виктор Иванович подготовил десятки кандидатов и докторов наук, которые трудятся в нашем вузе и в нашем городе, в других городах и странах. Среди его учеников есть генеральные директора предприятий и НИИ, заведующие кафедрами и деканы факультетов, проректоры, в том числе в далекой Гвинее (г. Конакри), а также два ректора петербургских вузов. Профессора Винокурова можно по праву считать основателем научно-педагогической школы в области скрытной радиолокации со сложными сигналами, хорошо известной в нашей стране и за рубежом. Его идеи часто опережали время и находили внедрение спустя несколько лет, но это его никогда не останавливало, интуиция ученого никогда не подводила. Сегодня многочисленные ученики его учеников, которые также считают Виктора Ивановича своим учителем, продолжают начатое им дело и успешно развивают заложенное им научное направление.

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц, обзорной статьи не более 20 страниц);
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

Структура научной статьи

Авторам рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:
 - УДК (выравнивание по левому краю);
 - название статьи;
 - авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
 - место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
 - ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
 - источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
 - благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
 - конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).
- Заголовочная часть на английском языке:
 - название (Title);

- авторы (Authors);
 - место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация (Abstract);
 - ключевые слова (Keywords);
 - источник финансирования (Acknowledgements);
 - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
 - Приложения (при наличии).
 - Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
 - Список литературы (библиографический список);
 - Информация об авторах.

Название статьи должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

Авторство и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

Аннотация представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

Введение. Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

Цель работы. Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

Материалы и методы. Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

Результаты. Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

Обсуждение (Заключение). Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

Ключевые слова – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

Введение. Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

Методы. Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

Результаты. В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

Обсуждение (Заключение и Выводы). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

Список литературы (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее и нижнее 2.5 см, левое и правое 2.25 см; колонтитулы – верхний 1.5 см, нижний 2.5 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта основного текста 11 pt, остальных сведений 10 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует номенклатуре научных специальностей:

2.2 – Электроника, фотоника, приборостроение и связь:

- 2.2.1 – Вакуумная и плазменная электроника.
- 2.2.2 – Электронная компонентная база микро- и нанoeлектроники, квантовых устройств.
- 2.2.3 – Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники.
- 2.2.4 – Приборы и методы измерения (по видам измерений).
- 2.2.5 – Приборы навигации.
- 2.2.6 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы.
- 2.2.7 – Фотоника.

- 2.2.8 – Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды.
- 2.2.9 – Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры.
- 2.2.10 – Метрология и метрологическое обеспечение.
- 2.2.11 – Информационно-измерительные и управляющие системы.
- 2.2.12 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения.
- 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.
- 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.
- 2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- 2.2.16 – Радиолокация и радионавигация.

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197022, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 литера Ф, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

Известия высших учебных заведений России. **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**
Journal of the Russian Universities. **RADIOELECTRONICS**

Том 26 № 6 2023

Vol. 26 No. 6 2023

Научные редакторы А. М. Мончак, П. В. Апалина
Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Компьютерная верстка М. И. Поповой,
Е. И. Третьяковой

Science Editors A. M. Monchak, P. V. Apalina
Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek
DTP Professional M. I. Popova
E. I. Tretyakova

Подписано в печать 29.12.23. Формат 60×84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая.

Уч.-изд. л. 15.73. Печ. л. 15.25. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 178.

Цена свободная.

Signed to print 29.12.23. Sheet size 60×84 1/8.

Educational-ed. liter. 15.73. Printed sheets 15.25. Number of copies 300.

Printing plant 1–150 copies. Order no. 178.

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