



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 25 № 6 2022



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 25 No. 6 2022

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2022

Saint Petersburg
ETU Publishing house

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

Индекс по каталогу АО «Почта России» П4296

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

Издается 6 раз в год.

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

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

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

Редакция журнала:

197022, Санкт-Петербург,

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

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

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

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

ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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

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

Технический университет, Ильменау, Германия

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

гетероструктур РАН, С.-Петербург, Россия

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

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

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

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

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

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

Журнал выполняет следующие задачи:

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

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

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



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0



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

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

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

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

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

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

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

EDITORIAL BOARD:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

EXECUTIVE SECRETARY

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

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

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Оригинальные статьи

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Червинский Е. Н. Прямой расчет полосно-пропускающих фильтров.....6

Пашинцев В. П., Белокопъ Д. А., Коваль С. А., Скорик А. Д. Методика оценки надежности связи в коротковолновой радиолнии с райсовскими замираниями с учетом диффузности ионосферы.....22

Телевидение и обработка изображений

Обухова Н. А., Ян С. Автоматический метод сегментации флуоресцентных изображений, полученных в ближнем инфракрасном диапазоне.....40

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Михайлов В. Ф., Мажник И. В. Математическая модель бортовой антенны возвращаемых космических аппаратов с учетом поверхностных волн.....50

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

Букварев Е. А., Фомина К. С., Щаников С. А. Выбор схемы программирования мемристорных элементов.....61

Шевченко Г. М., Семенов Э. В. Нелинейно-инерционная модель диода с учетом зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока для повышения качества моделирования РЭА.....70

Электроника СВЧ

Рябцев И. А., Ершов А. А., Ряйккенен Д. В., Буровихин А. П., Гапончик Р. В., Таценко И. Ю., Сташкевич А. А., Никитин А. А., Устинов А. Б. Исследование оптических свойств микрокольцевых резонаторов, изготовленных по технологии кремний на изоляторе, методом оптической рефлектометрии обратного рассеяния.....79

Метрология и информационно-измерительные приборы и системы

Куракина Н. И., Мышко Р. А. Модуль расчета массовых выбросов загрязняющих веществ, производимых потоками автотранспорта.....90

Большакова А. В., Боронахин А. М., Ларионов Д. Ю., Подгорная Л. Н., Ткаченко А. Н., Шалымов Р. В., Чуряев Э. Д. Скоростные погрешности инерциального метода выявления коротких неровностей рельсов.....101

От редакции

Правила для авторов статей.....111

CONTENTS

Original articles

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

Chervinskiy E. N. Direct Calculation of Band-Pass Filters.....6

Pashintsev V. P., Belokon D. A., Koval S. A., Skorik A. D. Methodology for Estimating Communication Reliability in Shortwave Radio-Frequency Transmission Channels with Rician Fading Given Ionospheric Diffusivity.....22

Television and Image Processing

Obukhova N. A., Yang X. Automatic Method for Segmentation of Fluorescent Images Obtained in the Near-Infrared Region.....40

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Mikhailov V. F., Mazhnik I. V. Mathematical Model of the On-Board Antenna of Reentry Spacecraft Taking into Account Surface Waves.....50

Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities

Bukvarev E. A., Fomina K. S., Shchanikov S. A. Selecting a Programming Scheme for Memristor Elements.....61

Shevchenko G. M., Semyonov E. V. Nonlinear Inertial Diode Model Considering the Dependence of Nonequilibrium Charge Carrier Lifetime on Direct Current to Improve Simulation of Radioelectronic Equipment.....70

SHF Electronics

Ryabcev I. A., Ershov A. A., Ryaikkenen D. V., Haponchyk R. V., Burovikhin A. P., Tatsenko I. Yu., Stashkevich A. A., Nikitin A. A., Ustinov A. B. Investigation of the Optical Properties of Silicon-on-Insulator Microring Resonators Using Optical Backscatter Reflectometry.....79

Metrology and Information-Measuring Devices and Systems

Kurakina N. I., Myshko R. A. A Module for Calculating Pollutant Mass Emissions Produced by Traffic Flows.....90

Bolshakova A. V., Boronahin A. M., Larionov D. Yu., Podgornaya L. N., Tkachenko A. N., Shalymov R. V., Churyaev E. D. Velocity Errors Associated with Application of Inertial Methods for Detecting Rail Surface Short-Wavelength Irregularities.....101

From the Editor

Author's Guide.....111

Прямой расчет полосно-пропускающих фильтров

Е. Н. Червинский✉

АО «НПП "Пирамида"», Санкт-Петербург, Россия

✉enchervinsky@mail.ru

Аннотация

Введение. При расчете полосно-пропускающих фильтров (ППФ) элементы цепи могут быть определены преобразованием параметров фильтра нижних частот (ФНЧ), являющегося прототипом синтезируемого фильтра. В ряде случаев синтезируемый ППФ не имеет прямого прототипа в низкочастотном диапазоне. К таким фильтрам можно отнести, например, ППФ с узлами, привязанными по постоянному току к нулевому потенциалу, и некоторые другие типы фильтров. Фильтры могут рассчитываться непосредственно приравнением коэффициентов передаточной функции (ПФ) синтезируемого фильтра и преобразованной ПФ ФНЧ и решением полученной системы уравнений.

Цель работы. Разработка методики непосредственного расчета ППФ с полюсами затухания.

Материалы и методы. Простейшая схема ППФ с полюсами затухания может быть образована двумя последовательно соединенными Г-образными полувзвешивками на параллельных контурах. Такой фильтр реализуется лишь при определенных требованиях к характеристикам затухания. При переходе к схемам ППФ с дополнительным параллельным контуром в поперечной ветви и последовательным контуром в продольной ветви указанные ограничения снимаются. В статье разработана методика расчета инверсных и квазиэллиптических ППФ П-образного и Т-образного типа, не имеющих ограничений при выборе минимального затухания и неравномерности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ).

Результаты. Приведены аналитические выражения ПФ ППФ 6-го и 10-го порядков. Получены соотношения, позволяющие уменьшить число уравнений системы для определения параметров фильтра. Для П- и Т-образных ППФ 6-го порядка получены выражения индуктивностей контуров через центральную частоту и емкости фильтров, что позволило выразить через емкости ПФ и дополнительно сократить количество уравнений системы. Приведены примеры прямого расчета ППФ 6-го и 10-го порядков.

Заключение. При преобразовании ПФ ФНЧ частоты реализуемой АЧХ, лежащие по обе стороны от центральной частоты ППФ, связаны известными соотношениями. Учет этого обстоятельства позволяет исключить из рассмотрения уравнения системы, приравнивающие коэффициенты числителей передаточных функций, и уменьшить общее число уравнений. Параметры, число которых превышает число уравнений системы, выбираются произвольно из ряда стандартных значений, что значительно повышает точность воспроизведения реализуемой АЧХ.

Ключевые слова: передаточная функция, преобразование частоты, полосно-пропускающий фильтр, инверсный фильтр, квазиэллиптический фильтр

Для цитирования: Червинский Е. Н. Прямой расчет полосно-пропускающих фильтров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 6. С. 6–21. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-6-21

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 15.06.2022; принята к публикации после рецензирования 05.11.2022; опубликована онлайн 29.12.2022

Direct Calculation of Band-Pass Filters

Evgeniy N. Chervinskiy

JSC SPE "Piramida", Saint Petersburg, Russia

✉enchervinsky@mail.ru

Abstract

Introduction. When calculating band-pass filters (BPF), the circuit elements can be determined by converting the parameters of prototype low-pass filters (LPF). In a number of cases, the synthesized BPF does not have a direct prototype in the low-frequency range. Such filters include, e.g., BPFs with nodes tied to zero potential and other types of filters. Filters can be calculated directly by equating the coefficients of the synthesized filter transfer function (TF) and the realized TF obtained from the low-pass filter TF by the frequency conversion followed by solving the corresponding system of equations.

Aim. To develop a methodology for direct calculation of band-pass filters with attenuation poles.

Materials and methods. The simplest scheme of BPF with attenuation poles can be formed by two sequentially connected Γ -shaped half-links on parallel circuits. Such a filter is realized only at certain requirements upon attenuation characteristics. When switching to BPF schemes with an additional parallel circuit in the transverse branch and a sequential circuit in the longitudinal branch, these restrictions are removed. In this paper, we develop a method for calculating inverse and quasi-elliptical BPF of Π -shaped and T-shaped type, which have no restrictions when selecting the minimum attenuation and unevenness of the amplitude-frequency response (AFR).

Results. The TF analytical expressions of the 6th and 10th order BPF were derived. Relations were obtained that allow the number of equations of the system for determining the filter parameters to be reduced. For Π - and T-shaped 6th order BPFs, representations of circuit inductances through the central frequency and filter capacitances were obtained. This made it possible to express transfer functions through capacitances, at the same time as reducing the number of equations of the system. Examples of direct calculation of the 6th and 10th order PPFs were given.

Conclusion. When converting TF of LPF, the frequencies of the realized AFR at both sides of the central BPF frequency are connected by certain relations. This fact makes it possible to eliminate the equations of the system that equate the coefficients of transfer function numerators, thereby reducing the total number of equations. Parameters, whose number exceeds that of the equations of the system, are selected arbitrarily from a number of standardized values. As a result, the accuracy of reproducing the realized frequency response is significantly improved.

Keywords: transfer function, frequency conversion, band-pass filter, inverse filter, quasi-elliptic filter

For citation: Chervinskiy E. N. Direct Calculation of Band-Pass Filters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 6, pp. 6–21. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-6-21

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

Submitted 15.06.2022; accepted 05.11.2022; published online 29.12.2022

Введение. В [1] представлена методика расчета параметров полосно-пропускающих фильтров (ППФ) с полюсами затухания без предварительного расчета параметров инверсного и квазиэллиптического фильтров нижних частот (ФНЧ) – прототипов ППФ. Методика разработана на основе метода преобразования частоты [2–11]. В ряде случаев синтезируемый ППФ не имеет прямого прототипа в низкочастотном диапазоне. К таким фильтрам можно отнести, например, ППФ с узлами, привязан-

ными по постоянному току к нулевому потенциалу [12, 13], а также другие типы фильтров. Фильтры могут рассчитываться непосредственно приравниванием коэффициентов передаточной функции (ПФ) синтезируемого фильтра и реализуемой ПФ, полученной из ПФ ФНЧ преобразованием частоты, и решением полученной системы уравнений.

Цель настоящей статьи – разработка методики непосредственного расчета ППФ с полюсами затухания.

Методы расчета полосно-пропускающих фильтров. Рассмотрим ППФ четного порядка $2n$ П-образного типа с параллельными контурами (рис. 1) и Т-образного типа с последовательными контурами (рис. 2).

Фильтры имеют полюсы затухания в полосах задерживания. На схемах обозначены: $\dot{U}_{\text{вх}}$ и $\dot{U}_{\text{вых}}$ – комплексные амплитуды входного и выходного напряжений; r и R – активные сопротивления; L_i , C_i , $i = 1, 2, \dots, 2n-1$ – индуктивности и емкости контуров; K_y – коэффициент усиления усилителя. Отношение $\dot{U}_{\text{вых}}/\dot{U}_{\text{вх}}$, записанное в виде отношения полиномов от нормированной переменной $s_H = j\omega_H = j\omega/\omega_0$ (ω – текущая угловая частота, ω_0 – центральная частота фильтра), есть ПФ фильтра порядка $2n$ $H^{(2n)}(s_H)$, определяемого степенью полинома знаменателя $2n$. На частотах резонанса параллельных контуров в продольных ветвях П-образной схемы и последовательных контуров в поперечных ветвях Т-образной обеспечиваются полюсы затухания, при этом значения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ППФ равны нулю. Искомые параметры фильтров могут быть определены в результате решения системы уравнений, образованной приравниванием коэффициентов ПФ ППФ и реализуемой ПФ с требуемыми характеристиками при одинаковых степенях комплексной частоты s_H .

Запишем ПФ ФНЧ n -го порядка ($n = 3, 5, \dots$)

с частотой среза ω_c и p полюсами затухания в виде отношения произведения двучленов и многочлена степени n :

$$H_{\text{LP } p}^{(n)}(s_H) = \frac{K(s_H^2 + a_1)(s_H^2 + a_2) \dots [s_H^2 + a_{(n-1)/2}]}{s_H^n + b_{n-1}s_H^{n-1} + \dots + b_1s_H + b_0}, \quad (1)$$

где коэффициенты K , a_1 , a_2 , $\dots$, $a_{(n-1)/2}$, b_{n-1} , $\dots$, b_1 , b_0 – вещественные положительные числа. АЧХ ФНЧ обращается в ноль в точках $\omega_{Hl_0} = \sqrt{a_l} = \omega_{l_0}/\omega_c$.

Реализуемую ПФ ППФ порядка $2n$ с центральной частотой $\omega_0 = \omega_c$ и добротностью Q можно получить из ПФ ФНЧ с помощью преобразования переменной [6]

$$s_H \rightarrow Q(s'_H + 1/s'_H), \quad (2)$$

где $s'_H = j\omega'_H$ – мнимая часть нормированной комплексной частоты частотной оси ППФ, ($\omega'_H = \omega/\omega_0$ – угловая частота, нормированная относительно центральной частоты ω_0). Добротность Q – величина, равная отношению ω_0 к полюсе пропускания ППФ на уровне АЧХ $1/\sqrt{2}$.

Нормированной частоте ω_H соответствуют две нормированные частоты [7]:

$$\omega'_{H1,2} = \sqrt{1 + \omega_H^2/(4Q^2)} \mp \omega_H/(2Q); \quad \omega_H \geq 0,$$

связанные соотношениями

$$\sqrt{\omega'_{H1}\omega'_{H2}} = 1; \quad \omega'_{H2} - \omega'_{H1} = \omega_H/Q.$$

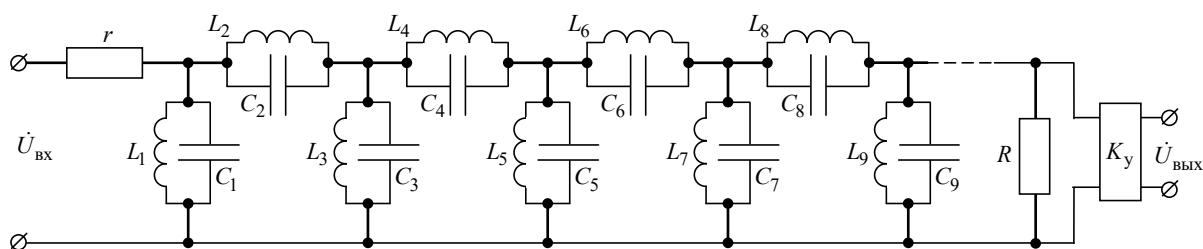


Рис. 1. П-образная схема ППФ с параллельными контурами
Fig. 1. Pi-shaped circuit of a bandpass filter with parallel circuits

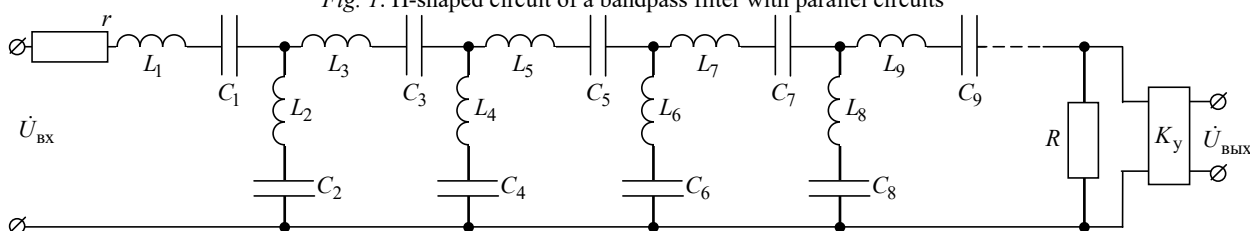


Рис. 2. Т-образная схема ППФ с последовательными контурами
Fig. 2. T-shaped circuit of a bandpass filter with serial circuits

Табл. 1. Реализуемые передаточные функции ППФ 6-го и 10-го порядков с полюсами затухания
Tab. 1. Realizable transfer functions of bandpass filters of the 6th and 10th orders with attenuation poles

$2n = 6$
$H_{\text{BP p}}^{(6)}(s_{\text{H}}) = \frac{K}{Q} s_{\text{H}} \left[s_{\text{H}}^4 + \left(2 + \frac{a_1}{Q^2} \right) s_{\text{H}}^2 + 1 \right] / \left[s_{\text{H}}^6 + \frac{b_2}{Q} (s_{\text{H}}^5 + s_{\text{H}}) + \left(3 + \frac{b_1}{Q^2} \right) (s_{\text{H}}^4 + s_{\text{H}}^2) + \left(2 \frac{b_2}{Q} + \frac{b_0}{Q^3} \right) s_{\text{H}}^3 + 1 \right]$
$2n = 10$
$H_{\text{BP p}}^{(10)}(s_{\text{H}}) = (K/Q) s_{\text{H}} \{ s_{\text{H}}^8 + [4 + (a_1 + a_2)/Q^2] (s_{\text{H}}^6 + s_{\text{H}}^2) + [6 + 2(a_1 + a_2)/Q^2 + a_1 a_2/Q^4] s_{\text{H}}^4 + 1 \} / \Theta_{10},$ где $\Theta_{10} = s_{\text{H}}^{10} + (b_4/Q) (s_{\text{H}}^9 + s_{\text{H}}) + (5 + b_3/Q^2) (s_{\text{H}}^8 + s_{\text{H}}^2) + (4b_4/Q + b_2/Q^3) (s_{\text{H}}^7 + s_{\text{H}}^3) + (10 + 3b_3/Q^2 + b_1/Q^4) (s_{\text{H}}^6 + s_{\text{H}}^4) + (6b_4/Q + 2b_2/Q^3 + b_0/Q^5) s_{\text{H}}^5 + 1$

Покажем возможность решения поставленной задачи на конкретных примерах. Применим преобразование (2) к ПФ ФНЧ (1) 3-го и 5-го порядков. Реализуемые ПФ ППФ 6-го порядка $H_{\text{BP p}}^{(6)}(s_{\text{H}})$ и 10-го порядка $H_{\text{BP p}}^{(10)}(s_{\text{H}})$ представлены в табл. 1 (штрихи в обозначениях переменной s_{H} опущены). Индекс "p" указывает на наличие полюсов затухания.

Расчет полосно-пропускающих фильтров шестого порядка. На рис. 3 приведена схема ППФ 6-го порядка, составленная из двух последовательно включенных Г-образных полувеньев на параллельных контурах. ПФ фильтра $\hat{H}_{\text{BP p}}^{(6)}(s_{\text{H}})$ представлена в табл. 2.

Для приведения $\hat{H}_{\text{BP p}}^{(6)}(s_{\text{H}})$ к виду $H_{\text{BP p}}^{(6)}(s_{\text{H}})$

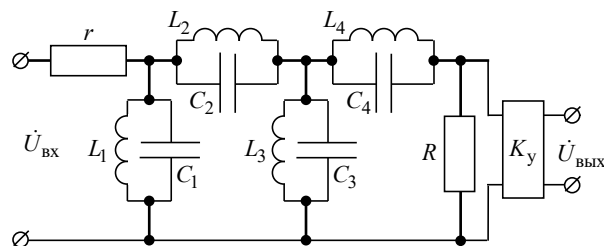


Рис. 3. Схема ППФ 6-го порядка, составленная из двух Г-образных полувеньев на параллельных контурах

Fig. 3. Sixth order bandpass filter circuit composed of two Г-shaped half-links based on parallel circuits

выразим ПФ ППФ через емкости C_1 – C_4 . Из сравнения числителей формул $\hat{H}_{\text{BP p}}^{(6)}(s_{\text{H}})$ (табл. 2) и $H_{\text{BP p}}^{(6)}(s_{\text{H}})$ (табл. 1) следует связь между элементами контуров в продольных ветвях фильтра:

Табл. 2. ПФ ППФ 6-го порядка с двумя Г-образными полувеньями на параллельных контурах

Tab. 2. Transient function of a 6th order bandpass filter with two Г-shaped half-sections based on parallel circuits

$2n = 6$ (рис. 3)
$\hat{H}_{\text{BP p}}^{(6)}(s_{\text{H}}) = \frac{K_y C_2}{\omega_0 r \hat{v}_{\text{BP p}}^{(6)}} s_{\text{H}} \left(s_{\text{H}}^4 + \frac{L_2 C_2 + L_4 C_4}{\omega_0^2 L_2 C_2 L_4 C_4} s_{\text{H}}^2 + \frac{1}{\omega_0^4 L_2 C_2 L_4 C_4} \right) / \left(s_{\text{H}}^6 + I_5 s_{\text{H}}^5 + I_4 s_{\text{H}}^4 + I_3 s_{\text{H}}^3 + I_2 s_{\text{H}}^2 + I_1 s_{\text{H}} + I_0 \right),$
где $\hat{v}_{\text{BP p}}^{(6)} = C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3$;
$I_5 = \frac{C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)}{\omega_0 R \hat{v}_{\text{BP p}}^{(6)} C_4} + \frac{C_2 + C_3}{\omega_0 r \hat{v}_{\text{BP p}}^{(6)}};$
$I_4 = \frac{1}{\omega_0^2 L_4 C_4} + \frac{L_1 L_2 (C_1 + C_2) + L_1 L_3 (C_1 + C_3) + L_2 L_3 (C_2 + C_3)}{\omega_0^2 L_1 L_2 L_3 \hat{v}_{\text{BP p}}^{(6)}} + \frac{C_2 + C_3 + C_4}{\omega_0^2 r R \hat{v}_{\text{BP p}}^{(6)} C_4};$
$I_3 = \frac{[L_1 L_2 (L_3 + L_4)(C_1 + C_2) + L_1 L_3 L_4 (C_1 + C_3 + C_4) + L_2 L_3 L_4 (C_2 + C_3 + C_4)] r + L_1 [L_2 L_3 (C_2 + C_3) + (L_2 + L_3) L_4 C_4] R}{\omega_0^3 r R L_1 L_2 L_3 L_4 \hat{v}_{\text{BP p}}^{(6)} C_4};$
$I_2 = \frac{L_1 L_2 (C_1 + C_2) + L_1 L_3 (C_1 + C_3) + L_2 L_3 (C_2 + C_3) + (L_1 + L_2 + L_3) L_4 C_4}{\omega_0^4 L_1 L_2 L_3 L_4 \hat{v}_{\text{BP p}}^{(6)} C_4} + \frac{L_2 L_3 + L_2 L_4 + L_3 L_4}{\omega_0^4 r R L_2 L_3 L_4 \hat{v}_{\text{BP p}}^{(6)} C_4};$
$I_1 = \frac{(L_1 + L_2)(L_3 + L_4) + L_3 L_4}{\omega_0^5 R L_1 L_2 L_3 L_4 \hat{v}_{\text{BP p}}^{(6)} C_4} + \frac{L_2 + L_3}{\omega_0^5 r L_2 L_3 L_4 \hat{v}_{\text{BP p}}^{(6)} C_4};$
$I_0 = \frac{L_1 + L_2 + L_3}{\omega_0^6 L_1 L_2 L_3 L_4 \hat{v}_{\text{BP p}}^{(6)} C_4}$

$$1/(\omega_0^4 L_2 C_2 L_4 C_4) = 1.$$

Приравняем множители при $1/R$, $1/r$ коэффициента I_1 (см. табл. 2) соответствующим множителям коэффициента I_5 и множитель при $1/rR$ коэффициента I_2 соответствующему множителю коэффициента I_4 . Тогда система четырех уравнений относительно неизвестных L_1-L_4 запишется следующим образом:

$$\begin{cases} \omega_0^4 L_2 C_2 L_4 C_4 = 1; \\ \frac{(L_1 + L_2)(L_3 + L_4) + L_3 L_4}{L_1 L_2 L_3 L_4} = \\ = \omega_0^4 [C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)]; \\ \frac{L_2 + L_3}{L_2 L_3 L_4} = \omega_0^4 (C_2 + C_3) C_4; \\ \frac{L_2 L_3 + L_2 L_4 + L_3 L_4}{L_2 L_3 L_4} = \omega_0^2 (C_2 + C_3 + C_4). \end{cases}$$

Решение системы имеет вид

$$\begin{cases} L_1 = \frac{(C_2 + C_3)^2}{\omega_0^2 [C_1 (C_2 + C_3)^2 + C_2 C_3 (C_2 + C_3 - C_4)]}; \\ L_2 = \frac{C_2 + C_3}{\omega_0^2 C_2 C_4}; \\ L_3 = \frac{C_2 + C_3}{\omega_0^2 C_3 C_4}; \\ L_4 = \frac{1}{\omega_0^2 (C_2 + C_3)}. \end{cases} \quad (3)$$

Из выражений для L_2 и L_3 (3) следует в частности, что резонансные частоты второго и третьего контуров одинаковы и равны одной из двух частот бесконечного затухания:

$$\frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}} = \frac{\omega_0}{\sqrt{(C_2 + C_3)/C_4}}.$$

Подставив L_1-L_4 в $\hat{H}_{BPp}^{(6)}(s_n)$, найдем выражение ПФ ППФ через емкости C_1-C_4 : $\hat{H}_{BPpC}^{(6)}(s_n)$ (табл. 3). Выражение ПФ через емкости подчеркивается нижним индексом "C".

Приравняв коэффициенты при одинаковых степенях переменной в ПФ $\hat{H}_{BPpC}^{(6)}(s_n)$ (табл. 3) и $H_{BPp}^{(6)}(s_n)$ (табл. 1), получим систему пяти уравнений для определения семи неизвестных параметров фильтра – r , C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , K_y , R :

$$\begin{cases} \frac{K_y C_2}{\omega_0 r \hat{v}_{BPp}^{(6)}} = \frac{K}{Q}; \\ \frac{(C_2 + C_3)^2 + C_4^2}{(C_2 + C_3) C_4} = 2 + \frac{a_1}{Q^2}; \\ I_{51} = \frac{b_2}{Q}; \\ 1 + \frac{(C_2 + C_3)^2 + C_4^2}{(C_2 + C_3) C_4} + \\ + \frac{C_2 + C_3 + C_4}{\omega_0^2 r R \hat{v}_{BPp}^{(6)} C_4} = 3 + \frac{b_1}{Q^2}; \\ I_{33} = 2 \frac{b_2}{Q} + \frac{b_0}{Q^3}. \end{cases} \quad (4)$$

При решении системы два параметра задаются произвольно.

Четвертое уравнение системы (4) с учетом второго уравнения преобразуется к виду

$$\frac{C_2 + C_3 + C_4}{\omega_0^2 r R \hat{v}_{BPp}^{(6)} C_4} = \frac{b_1 - a_1}{Q^2}.$$

Табл. 3. ПФ ППФ 6-го порядка с двумя Г-образными полужвеньями, выраженная через емкости фильтра
Tab. 3. Transfer function of a 6th-order bandpass filter with two Г-shaped half-sections, termed via filter capacitances

2n = 6 (рис. 3)	
$\hat{H}_{BPpC}^{(6)}(s_n) = \frac{K_y C_2}{\omega_0 r \hat{v}_{BPp}^{(6)}} \frac{s_n^4 + \frac{(C_2 + C_3)^2 + C_4^2}{(C_2 + C_3) C_4} s_n^2 + 1}{s_n^6 + I_{51}(s_n^5 + s_n) + I_{42}(s_n^4 + s_n^2) + I_{33}s_n^3 + 1},$	
где $I_{51} = \frac{C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)}{\omega_0 R \hat{v}_{BPp}^{(6)} C_4} + \frac{C_2 + C_3}{\omega_0 r \hat{v}_{BPp}^{(6)}}$; $I_{42} = 1 + \frac{(C_2 + C_3)^2 + C_4^2}{(C_2 + C_3) C_4} + \frac{C_2 + C_3 + C_4}{\omega_0^2 r R \hat{v}_{BPp}^{(6)} C_4}$;	
$I_{33} = \frac{2}{\omega_0 R C_4} + \frac{2 C_1 C_4 + C_2^2}{\omega_0 R \hat{v}_{BPp}^{(6)} C_4} + \frac{C_2 (2 C_2 C_3 + C_2 C_4 + 2 C_3^2)}{\omega_0 R (C_2 + C_3)^2 \hat{v}_{BPp}^{(6)}} + \frac{(C_2 + C_3)^2 + C_4^2}{\omega_0 r \hat{v}_{BPp}^{(6)} C_4}$	

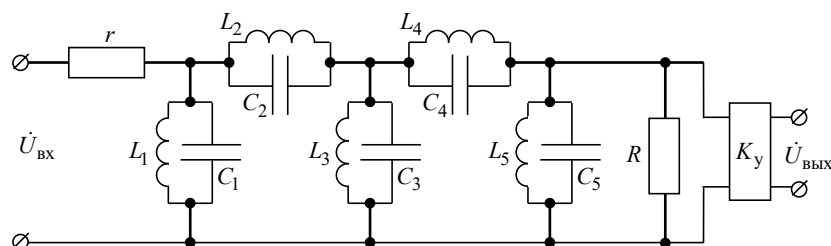


Рис. 4. П-образная схема ППФ 6-го порядка с полюсами затухания
Fig. 4. Pi-shaped circuit of a 6th order bandpass filter with attenuation poles

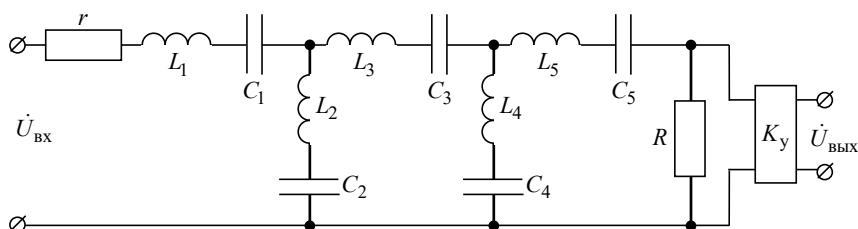


Рис. 5. Т-образная схема ППФ 6-го порядка с полюсами затухания
Fig. 5. T-shaped circuit of a 6th order bandpass filter with attenuation poles

Поскольку левая часть равенства всегда положительна, система уравнений совместна при условии $b_1 - a_1 > 0$ или

$$b_1 > a_1. \quad (5)$$

На рис. 4 и 5 приведены П-образная и Т-образная схемы ППФ 6-го порядка с дополнительными параллельным контуром в поперечной ветви и последовательным контуром в продольной ветви соответственно (элементы L_5 , C_5).

ПФ ППФ 6-го порядка с параллельными $H_{\text{BP pr p}}^{(6)}(s_n)$ и последовательными $H_{\text{BP sr p}}^{(6)}(s_n)$ контурами приведены в табл. 4. Примем в качестве неизвестных параметров L_1 , L_2 , L_3 , L_5 . Система уравнений для П-образной схемы относительно неизвестных имеет вид

$$\begin{cases} \omega_0^4 L_2 C_2 L_4 C_4 = 1; \\ \frac{L_2 L_3 + (L_2 + L_3)(L_4 + L_5)}{L_2 L_3 L_4 L_5} = \\ = \omega_0^4 [(C_2 + C_3)(C_4 + C_5) + C_4 C_5]; \\ \frac{(L_1 + L_2)(L_3 + L_4) + L_3 L_4}{L_1 L_2 L_3 L_4} = \\ = \omega_0^4 [C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)]; \\ \frac{L_2 L_3 + L_2 L_4 + L_3 L_4}{L_2 L_3 L_4} = \\ = \omega_0^2 (C_2 + C_3 + C_4). \end{cases}$$

В первом уравнении приравниваются свободные члены многочленов в скобках числителей ПФ

ППФ $H_{\text{BP pr p}}^{(6)}(s_n)$ и реализуемой $H_{\text{BP p}}^{(6)}(s_n)$.

Во втором и третьем уравнениях сравниваются коэффициенты I_{pr1} и I_{pr5} при s_n и s_n^5 соответственно (табл. 4): во втором уравнении записаны условия равенства сомножителей при $1/r$, в третьем – то же для сомножителей при $1/R$. В четвертом уравнении приравниваются сомножители при $1/(rR)$ коэффициентов I_{pr2} при s_n^2 и I_{pr4} при s_n^4 .

Решение системы имеет вид

$$\begin{aligned} L_1 &= (C_2 + C_3 + C_4) / \left\{ \omega_0^6 L_4^2 C_2^2 C_4^2 - \right. \\ &\quad \left. - \omega_0^4 L_4 C_2 C_4 (C_2 + C_3 + C_4) + \right. \\ &\quad \left. + \omega_0^2 [C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)] \right\}; \\ L_2 &= \frac{1}{\omega_0^4 L_4 C_2 C_4}; \\ L_3 &= \frac{L_4}{\omega_0^2 L_4 (C_2 + C_3 + C_4) - \omega_0^4 L_4^2 C_2 C_4 - 1}; \\ L_5 &= \left[\omega_0^2 L_4^2 (C_2 + C_3 + C_4) \right] / \left\{ \omega_0^4 L_4^2 \times \right. \\ &\quad \left. \times [(C_2 + C_3)(C_4 + C_5) + C_4 C_5] - \right. \\ &\quad \left. - \omega_0^2 L_4 (C_2 + C_3 + C_4) + 1 \right\}. \end{aligned} \quad (6)$$

Свободный член I_{pr0} в знаменателе $H_{\text{BP pr p}}^{(6)}(s_n)$ при подстановке найденного решения тождественно равен единице при любом

Табл. 4. ПФ ППФ 6-го порядка с параллельными и последовательными контурами
Tab. 4. Transfer functions of a 6th order bandpass filter with parallel and series circuits

$2n = 6$ (рис. 4)
$H_{BP\text{ pr p}}^{(6)}(s_H) = \frac{K_y C_2 C_4}{\omega_0 r v_{BP\text{ pr p}}^{(6)}} s_H \left(s_H^4 + \frac{L_2 C_2 + L_4 C_4}{\omega_0^2 L_2 C_2 L_4 C_4} s_H^2 + \frac{1}{\omega_0^4 L_2 C_2 L_4 C_4} \right) / \left(s_H^6 + I_{pr5} s_H^5 + I_{pr4} s_H^4 + I_{pr3} s_H^3 + I_{pr2} s_H^2 + I_{pr1} s_H + I_{pr0} \right),$ где $v_{BP\text{ pr p}}^{(6)} = (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)(C_4 + C_5) + (C_1 + C_2) C_4 C_5$; $I_{pr5} = \frac{(C_2 + C_3)(C_4 + C_5) + C_4 C_5}{\omega_0 r v_{BP\text{ pr p}}^{(6)}} + \frac{C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)}{\omega_0 R v_{BP\text{ pr p}}^{(6)}};$ $I_{pr4} = \frac{1}{\omega_0^2 v_{BP\text{ pr p}}^{(6)}} \left[\frac{(C_2 + C_3)(C_4 + C_5) + C_4 C_5}{L_1} + \frac{(C_1 + C_3)(C_4 + C_5) + C_4 C_5}{L_2} + \frac{(C_1 + C_2)(C_4 + C_5)}{L_3} + \right.$ $\left. + \frac{C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_5)}{L_4} + \frac{C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)}{L_5} + \frac{C_2 + C_3 + C_4}{rR} \right];$ $I_{pr3} = \frac{1}{\omega_0^3 v_{BP\text{ pr p}}^{(6)}} \left[\frac{1}{r} \left(\frac{C_4 + C_5}{L_2} + \frac{C_4 + C_5}{L_3} + \frac{C_2 + C_3 + C_5}{L_4} + \frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_5} \right) + \right.$ $\left. + \frac{1}{R} \left(\frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_1} + \frac{C_1 + C_3 + C_4}{L_2} + \frac{C_1 + C_2}{L_3} + \frac{C_1 + C_2}{L_4} \right) \right];$ $I_{pr2} = \frac{1}{\omega_0^4 v_{BP\text{ pr p}}^{(6)}} \left[(C_4 + C_5) \frac{L_1 + L_2 + L_3}{L_1 L_2 L_3} + \frac{C_2 + C_3 + C_5}{L_1 L_4} + \frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_1 L_5} + \frac{C_1 + C_3 + C_5}{L_2 L_4} + \frac{C_1 + C_3 + C_4}{L_2 L_5} + \right.$ $\left. + (C_1 + C_2) \frac{L_3 + L_4 + L_5}{L_3 L_4 L_5} + \frac{1}{rR} \frac{L_2 L_3 + L_2 L_4 + L_3 L_4}{L_2 L_3 L_4} \right];$ $I_{pr1} = \frac{1}{\omega_0^5 v_{BP\text{ pr p}}^{(6)}} \left[\frac{L_2 L_3 + (L_2 + L_3)(L_4 + L_5)}{r L_2 L_3 L_4 L_5} + \frac{(L_1 + L_2)(L_3 + L_4) + L_3 L_4}{R L_1 L_2 L_3 L_4} \right];$ $I_{pr0} = \frac{(L_1 + L_2)(L_3 + L_4 + L_5) + L_3(L_4 + L_5)}{\omega_0^6 L_1 L_2 L_3 L_4 L_5 v_{BP\text{ pr p}}^{(6)}}$
$2n = 6$ (рис. 5)
$H_{BP\text{ sr p}}^{(6)}(s_H) = \frac{K_y L_2 L_4 R}{\omega_0 v_{BP\text{ sr p}}^{(6)}} s_H \left(s_H^4 + \frac{L_2 C_2 + L_4 C_4}{\omega_0^2 L_2 C_2 L_4 C_4} s_H^2 + \frac{1}{\omega_0^4 L_2 C_2 L_4 C_4} \right) / \left(s_H^6 + \Xi_{sr5} s_H^5 + \Xi_{sr4} s_H^4 + \Xi_{sr3} s_H^3 + \Xi_{sr2} s_H^2 + \Xi_{sr1} s_H + \Xi_{sr0} \right),$ где $v_{BP\text{ sr p}}^{(6)} = (L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3)(L_4 + L_5) + (L_1 + L_2) L_4 L_5$; $\Xi_{sr5} = r \frac{(L_2 + L_3)(L_4 + L_5) + L_4 L_5}{\omega_0 v_{BP\text{ sr p}}^{(6)}} + R \frac{L_1 L_2 + (L_1 + L_2)(L_3 + L_4)}{\omega_0 v_{BP\text{ sr p}}^{(6)}};$ $\Xi_{sr4} = \frac{1}{\omega_0^2 v_{BP\text{ sr p}}^{(6)}} \left[\frac{(L_2 + L_3)(L_4 + L_5) + L_4 L_5}{C_1} + \frac{(L_1 + L_3)(L_4 + L_5) + L_4 L_5}{C_2} + \frac{(L_1 + L_2)(L_4 + L_5)}{C_3} + \frac{L_1 L_2 + (L_1 + L_2)(L_3 + L_5)}{C_4} + \right.$ $\left. + \frac{L_1 L_2 + (L_1 + L_2)(L_3 + L_4)}{C_5} + rR(L_2 + L_3 + L_4) \right];$ $\Xi_{sr3} = \frac{1}{\omega_0^3 v_{BP\text{ sr p}}^{(6)}} \left[r \left(\frac{L_4 + L_5}{C_2} + \frac{L_4 + L_5}{C_3} + \frac{L_2 + L_3 + L_5}{C_4} + \frac{L_2 + L_3 + L_4}{C_5} \right) + R \left(\frac{L_2 + L_3 + L_4}{C_1} + \frac{L_1 + L_3 + L_4}{C_2} + \frac{L_1 + L_2}{C_3} + \frac{L_1 + L_2}{C_4} \right) \right];$ $\Xi_{sr2} = \frac{1}{\omega_0^4 v_{BP\text{ sr p}}^{(6)}} \left[(L_4 + L_5) \frac{C_1 + C_2 + C_3}{C_1 C_2 C_3} + \frac{L_2 + L_3 + L_5}{C_1 C_4} + \frac{L_2 + L_3 + L_4}{C_1 C_5} + \frac{L_1 + L_3 + L_5}{C_2 C_4} + \frac{L_1 + L_3 + L_4}{C_2 C_5} + (L_1 + L_2) \frac{C_3 + C_4 + C_5}{C_3 C_4 C_5} + \right.$ $\left. + rR \frac{C_2 C_3 + C_2 C_4 + C_3 C_4}{C_2 C_3 C_4} \right];$ $\Xi_{sr1} = \frac{1}{\omega_0^5 v_{BP\text{ sr p}}^{(6)}} \left[r \frac{C_2 C_3 + (C_2 + C_3)(C_4 + C_5)}{C_2 C_3 C_4 C_5} + R \frac{(C_1 + C_2)(C_3 + C_4) + C_3 C_4}{C_1 C_2 C_3 C_4} \right];$ $\Xi_{sr0} = \frac{(C_1 + C_2)(C_3 + C_4 + C_5) + C_3(C_4 + C_5)}{\omega_0^6 v_{BP\text{ sr p}}^{(6)} C_1 C_2 C_3 C_4 C_5}$

значении L_4 , что указывает на отсутствие ограничений вида (5) при реализации.

Выразим L_4 через нормированные полюсы затухания ППФ ω'_{H01} , ω'_{H02} . Положим

$$L_4 = 1/(\chi^2 \omega_0^2 C_4), \quad (7)$$

где χ может принимать только два значения: $\chi_1 = \omega'_{H01}$ или $\chi_2 = \omega'_{H02}$. Используя формулы преобразования частоты, получим:

$$\chi_{1,2} = \sqrt{1 + \frac{a_1}{4Q^2}} \mp \frac{\sqrt{a_1}}{2Q}. \quad (8)$$

Окончательно формулы для определения индуктивностей П-образного ППФ (схема рис. 4) принимают вид

$$\begin{cases} L_1 = \left[(C_2 + C_3 + C_4) \chi^4 \right] / \left\{ \omega_0^2 \times \right. \\ \times \left[C_2 (C_2 - C_3 \chi^2 - C_4 \chi^2) (1 - \chi^2) + \right. \\ \left. + C_1 (C_2 + C_3 + C_4) \chi^4 \right] \}; \\ L_2 = \frac{\chi^2}{\omega_0^2 C_2}; \\ L_3 = \frac{\chi^2}{\omega_0^2 [(C_2 + C_3 + C_4) \chi^2 - C_2 - C_4 \chi^4]}; \\ L_5 = (C_2 + C_3 + C_4) / \left\{ \omega_0^2 \times \right. \\ \times \left[C_4^2 \chi^4 - (C_2 + C_3 + C_4) C_4 \chi^2 + \right. \\ \left. + (C_2 + C_3)(C_4 + C_5) + C_4 C_5 \right] \}. \end{cases} \quad (9)$$

Индуктивности Т-образной схемы ППФ с последовательными контурами (см. рис. 5) при (7) определяются по формулам

$$\begin{aligned} L_1 &= \left\{ \left[C_1 (1 - \chi^2) + C_2 \right] C_2 (C_3 + C_4) + \right. \\ &+ \left. \left[C_1 (\chi^4 - \chi^2) + C_2 \right] C_3 C_4 \right\} / \left[\omega_0^2 C_1 C_2 \times \right. \\ &\times \left. (C_2 C_3 + C_2 C_4 + C_3 C_4) \right]; \\ L_2 &= \frac{\chi^2}{\omega_0^2 C_2}; \\ L_3 &= \left[(C_4 \chi^2 - C_2) C_3 (1 - \chi^2) + \right. \\ &+ \left. C_2 C_4 \chi^2 \right] / \left\{ \omega_0^2 C_2 C_3 C_4 \chi^2 \right\}; \\ L_5 &= \left\{ \left[C_2 C_3 - (C_2 + C_3) C_4 \chi^2 \right] C_5 (1 - \chi^2) + \right. \\ &+ \left. (C_2 C_3 + C_2 C_4 + C_3 C_4) C_4 \chi^4 \right\} / \left[\omega_0^2 \times \right. \\ &\times \left. (C_2 C_3 + C_2 C_4 + C_3 C_4) C_4 C_5 \chi^4 \right]. \end{aligned}$$

В табл. 5 приведены ПФ ППФ порядка $2n = 6$: П-образного с параллельными контурами – $H_{BP\,pr\,C}^{(6)}(s_H)$ (см. рис. 4) и Т-образного с последовательными контурами – $H_{BP\,sr\,C}^{(6)}(s_H)$ (см. рис. 5), выраженные через емкости и коэффициент χ . ПФ получены подстановкой формул для L_1 – L_5 в полные выражения $H_{BP\,pr\,p}^{(6)}(s_H)$ и $H_{BP\,sr\,p}^{(6)}(s_H)$. Коэффициент при s_H^2 в числителях ПФ с учетом (8) преобразуется в тождество

$$\frac{\chi_1^4 + 1}{\chi_1^2} = \frac{\chi_2^4 + 1}{\chi_2^2} = 2 + \frac{a_1}{Q^2},$$

что позволяет исключить из системы уравнение вида $(\chi^4 + 1)/\chi^2 = 2 + a_1/Q^2$ (табл. 5). Из сравнения ПФ $H_{BP\,pr\,C}^{(6)}(s_H)$ и $H_{BP\,sr\,C}^{(6)}(s_H)$ с $H_{BP\,p}^{(6)}(s_H)$ видно, что оставшееся число уравнений в каждой системе равно 4 при 8 неизвестных: K_y , r , C_1 , C_2 , C_3 , C_4 , C_5 , R . Для решения системы уравнений для каждой из схем, представленных на рис. 4 и 5, задают коэффициент χ и четыре параметра схемы. Исключение уравнений, приравнивающих коэффициенты числителей ПФ, предполагает задание номиналов емкостей C_2 и C_4 продольных ветвей фильтра и точный расчет индуктивностей L_2 , L_4 по (6) и (7). При произвольном задании номиналов r и R решением системы являются числовые значения K_y , C_1 , C_3 , C_5 .

Пример 1. Рассчитаем параметры ППФ 6-го порядка с параллельными контурами с центральной частотой $\omega_0 = 10^5$ рад/с и добротностью $Q = 10$. В табл. 6 приведены коэффициенты ПФ вида (1) ФНЧ 3-го порядка, пересчитываемой в реализуемую ПФ ППФ с помощью преобразования (2). В зависимости от значений коэффициентов $H_{LP\,p}^{(n)}(s_H)$ является ПФ инверсного ФНЧ (ИФНЧ) $\bar{H}_{LP\,p}^{(n)}(s_H)$ или квазиэллиптического ФНЧ (КФНЧ) $\tilde{\bar{H}}_{LP\,p}^{(n)}(s_H)$. Расчет выполнен в соответствии с методикой, изложен-

Табл. 5. ПФ ППФ 6-го порядка с параллельными и последовательными контурами, выраженные через емкости

Tab. 5. Transfer functions of a 6th order bandpass filter with parallel and series circuits termed via capacitances

2n = 6 (рис. 4)	
$H_{BP\text{ пр } C}^{(6)}(s_H) = K_y \frac{C_2 C_4}{\omega_0 r v_{BP\text{ пр } C}^{(6)}} s_H \left(s_H^4 + \frac{\chi^4 + 1}{\chi^2} s_H^2 + 1 \right) / \Lambda_{BP\text{ пр } C}^{(6)},$	
где $v_{BP\text{ пр } C}^{(6)} = (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)(C_4 + C_5) + (C_1 + C_2) C_4 C_5$;	
$\Lambda_{BP\text{ пр } C}^{(6)} = s_H^6 + \frac{r [C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)] + R [(C_2 + C_3)(C_4 + C_5) + C_4 C_5]}{\omega_0 r v_{BP\text{ пр } C}^{(6)}} (s_H^5 + s_H) +$ $+ \left\{ 3 + \frac{[(C_1 + C_2) C_4^2 + C_2^2 (C_4 + C_5)] (C_2 + C_3 + C_4) + [C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)] C_4^2 \chi^2 (\chi^2 - 2) + 2 C_2^2 C_4^2 (1 - \chi^2)}{v_{BP\text{ пр } C}^{(6)} (C_2 + C_3 + C_4)} + \right.$ $+ \frac{(C_2 + C_4)^2 + (2 C_2 + C_3 + 2 C_4) C_3}{\omega_0^2 r v_{BP\text{ пр } C}^{(6)} (C_2 + C_3 + C_4)} + C_2^2 \frac{[(C_2 + C_3)(C_4 + C_5) + C_4 C_5] (1 - 2 \chi^2) - 2 C_4^2 \chi^2}{v_{BP\text{ пр } C}^{(6)} (C_2 + C_3 + C_4) \chi^4} \left. \right\} (s_H^4 + s_H^2) +$ $+ \left\{ \frac{2 [(C_2 + C_3)(C_4 + C_5) + C_4 C_5] + C_4^2 (1 - \chi^2)^2}{\omega_0 r v_{BP\text{ пр } C}^{(6)}} + \frac{2 [C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)] \chi^4 + C_2^2 (1 - \chi^2)^2}{\omega_0 R v_{BP\text{ пр } C}^{(6)} \chi^4} \right\} s_H^3 + 1$	
2n = 6 (рис. 5)	
$H_{BP\text{ ср } C}^{(6)}(s_H) = K_y \frac{\omega_0 R C_1 C_3 C_5}{v_{BP\text{ ср } C}^{(6)}} s_H \left(s_H^4 + \frac{\chi^4 + 1}{\chi^2} s_H^2 + 1 \right) / \Lambda_{BP\text{ ср } C}^{(6)},$	
где $v_{BP\text{ ср } C}^{(6)} = (C_1 + C_2) C_3 + (C_1 + C_2 + C_3)(C_4 + C_5)$;	
$\Lambda_{BP\text{ ср } C}^{(6)} = s_H^6 + \omega_0 \frac{r C_1 [C_2 C_3 + (C_2 + C_3)(C_4 + C_5)] + R [(C_1 + C_2)(C_3 + C_4) + C_3 C_4] C_5}{v_{BP\text{ ср } C}^{(6)}} (s_H^5 + s_H) +$ $+ \left\{ 3 + \omega_0^2 r R C_1 \frac{C_2 C_3 [C_2 C_3 + 2(C_2 + C_3) C_4] + (C_2 + C_3)^2 C_4^2}{v_{BP\text{ ср } C}^{(6)} (C_2 C_3 + C_2 C_4 + C_3 C_4)} C_5 + \right.$ $+ C_3 \frac{C_2^2 [(C_1 + C_2 + C_3) C_4 + C_2 C_3] C_5 + C_1 [C_2 (C_3 + C_4 + C_5) + C_3 C_4] C_4^2 \chi^4 + C_1 C_3 C_5 (C_2 - C_4 \chi^2)^2}{v_{BP\text{ ср } C}^{(6)} (C_2 C_3 + C_2 C_4 + C_3 C_4) C_2 C_4 \chi^4} (1 - \chi^2)^2 \left. \right\} (s_H^4 + s_H^2) +$ $+ \left\{ \omega_0 r C_1 \frac{C_2 C_3 C_5 (1 - \chi^2)^2 + 2 [C_2 C_3 + (C_2 + C_3)(C_4 + C_5)] C_4 \chi^4}{v_{BP\text{ ср } C}^{(6)} C_4 \chi^4} + \right.$ $+ \omega_0 R \frac{C_1 C_3 C_4 (1 - \chi^2)^2 + 2 C_2 [(C_1 + C_2)(C_3 + C_4) + C_3 C_4] C_5}{v_{BP\text{ ср } C}^{(6)} C_2} \left. \right\} s_H^3 + 1$	

ной в [14]. Исходным параметром при расчете коэффициентов $\bar{H}_{LP\text{ п}}^{(n)}(s_H)$ является минимальное затухание в полосах задерживания $\bar{\delta}$. При расчете коэффициентов $\tilde{H}_{LP\text{ п}}^{(n)}(s_H)$ дополнительно задается неравномерность АЧХ в полосе пропускания $\tilde{\delta}$.

При реализации схемы, представленной на рис. 3, условию (5) удовлетворяют параметры ПФ ИФНЧ при $\bar{\delta} = 14$ дБ и КФНЧ при $\tilde{\delta} = 10^{-6}$ дБ, $\bar{\delta} = 14$ дБ. Для расчета параметров инверсного ППФ (ИППФ) примем $C_3 = 150$ нФ, $r = 180$ Ом. В результате решения системы (4) получаем для ИППФ следующие значения параметров:

$K_y = 18.8$; $C_1 = 12.86$ мкФ; $C_2 = 14.24$ мкФ; $C_4 = 12.38$ мкФ; $R = 10$ Ом. Для квазиэллиптического ППФ (КППФ) при $C_3 = 150$ нФ, $r = 220$ Ом получим: $K_y = 22.7$; $C_1 = 12.76$ мкФ; $C_2 = 14.33$ мкФ; $C_4 = 12.47$ мкФ; $R = 10$ Ом. Индуктивности контуров определяются по формулам (3). АЧХ ИППФ $\bar{H}_{BP\text{ п}}^{(6)}(\omega_H)$ и КППФ $\tilde{H}_{BP\text{ п}}^{(6)}(\omega_H)$ по схеме, приведенной на рис. 3, – модули $\hat{H}_{BP\text{ п}}^{(6)}(s_H)$ – представлены на рис. 6.

Для реализации схемы, представленной на рис. 4, с параметрами $\bar{\delta} = 30$ дБ, $\tilde{\delta} = 0.1$ дБ положим $r = R = 100$ Ом, $C_2 = 620$ нФ;

Табл. 6. Коэффициенты ПФ ИФНЧ и КФНЧ 3-го порядка
Tab. 6. Transfer functions coefficients of the inverse low-pass filter and quasi-elliptic low-pass filter of the 3rd order

$\tilde{\delta}$, дБ	$\bar{\delta}$, дБ	K	a_1	b_2	b_1	b_0	$b_1 - a_1$
ИФНЧ							
–	14	0.794936	2.257964	2.296981	2.322101	1.794935	0.064137
	30	0.200950	5.976366	2.067690	2.117480	1.200950	–3.858886
КФНЧ							
0.000001	14	0.7904242	2.243708	2.276604	2.296020	1.773481	0.052312
0.1	30	0.166846	4.407160	1.417290	1.418891	0.731107	–2.988269

$C_4 = 430$ нФ. При $Q = 10$ возможные значения коэффициента χ : $\chi_1 = 0.885210$, $\chi_2 = 1.129676$ – для ИППФ; $\chi_1 = 0.900528$, $\chi_2 = 1.110460$ – для КППФ. Примем для обеих схем $\chi = \chi_2$ и приведем полученные значения емкостей к стандартному ряду. Решение для ИППФ: $K_y = 2.01$; $C_1 = 1.6$ мкФ; $C_3 = 1$ мкФ; $C_5 = 300$ нФ. Для КППФ получим $K_y = 2.35$; $C_1 = 1.1$ мкФ; $C_3 = 820$ нФ; $C_5 = 1$ мкФ. Индуктивности рассчитаны по (9).

АЧХ ИППФ $\bar{H}_{\text{ВР пр}}^{(6)}(\omega_n)$ и КППФ $\tilde{H}_{\text{ВР пр}}^{(6)}(\omega_n)$ – модули $H_{\text{ВР пр}}^{(6)}(s_n)$ – представлены на рис. 7.

Расчет ППФ 10-го порядка. На рис. 1 и 2 представлены схемы П-образного и Т-образного ППФ 10-го порядка с элементами $L_1 C_1 - L_9 C_9$. Схемы фильтров дуальны в том смысле, что их ПФ могут быть получены одна из другой с помощью взаимных подстановок: $L_i \leftrightarrow C_i$, $C_i \leftrightarrow L_i$; $r \leftrightarrow 1/r$, $R \leftrightarrow 1/R$ в знаменателях ПФ и $1/r \leftrightarrow R$ в числителях ПФ (ср.

$H_{\text{ВР пр}}^{(6)}(s_n)$ и $H_{\text{ВР ср}}^{(6)}(s_n)$). Поэтому в табл. 7 приведена ПФ только П-образного ППФ с параллельными контурами $H_{\text{ВР пр}}^{(10)}(s_n)$.

Сократим количество уравнений для определения параметров фильтра, составленных приравниванием коэффициентов ПФ $H_{\text{ВР пр}}^{(10)}(s_n)$ и $H_{\text{ВР ср}}^{(10)}(s_n)$ при одинаковых степенях переменной s_n . С учетом формул преобразования нормированной частоты ω_n :

$$\omega'_{n1,2} = \sqrt{1 + \frac{\omega_n^2}{4Q^2}} \mp \frac{\omega_n}{2Q}$$

могут быть определены две пары контуров, связанных соотношениями: $\omega_0^4 L_i C_i L_k C_k = 1$, $i, k = 2, 4, 6, 8$, обеспечивающими решение системы уравнений с требуемой точностью. Из приведенных соотношений следует очевидное равенство $\omega_0^8 L_2 C_2 L_4 C_4 L_6 C_6 L_8 C_8 = 1$.

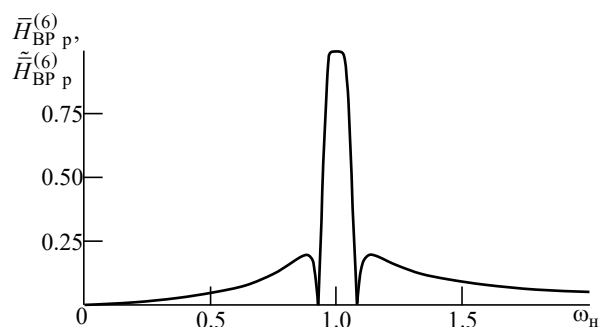


Рис. 6. АЧХ ИППФ и КППФ по схеме, приведенной на рис. 3, с расчетными значениями емкостей и индуктивностей

Fig. 6. Amplitude-frequency characteristics of inverse and quasi-elliptical bandpass filters according to the scheme given in Fig. 3 with calculated capacitances and inductances

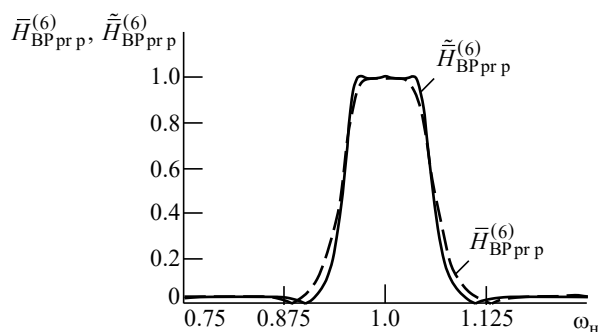


Рис. 7. АЧХ ИППФ и КППФ по схеме, приведенной на рис. 4, со стандартными значениями емкостей и расчетными значениями индуктивностей

Fig. 7. Amplitude-frequency characteristics of inverse and quasi-elliptical bandpass filters according to the scheme given in Fig. 4 with standard capacitances and calculated inductances

Табл. 7. ПФ ППФ 10-го порядка с полюсами затухания с параллельными контурами (рис. 1)
Tab. 7. Transfer function of a 10th order band pass filter with attenuation poles based on parallel circuits (Fig. 1)

$$H_{BP\text{ pr } p}^{(10)} = \frac{K_y C_2 C_4 C_6 C_8}{\omega_0 r v_{BP\text{ pr } p}^{(10)}} s_H \left[\frac{s_H^8 + \frac{L_2 C_2 L_4 C_4 (L_6 C_6 + L_8 C_8) + (L_2 C_2 + L_4 C_4) L_6 C_6 L_8 C_8}{\omega_0^2 L_{12} C_2 L_4 C_4 L_6 C_6 L_8 C_8} s_H^6 + \right. \\ \left. + \frac{L_2 C_2 (L_4 C_4 + L_6 C_6 + L_8 C_8) + L_4 C_4 (L_6 C_6 + L_8 C_8) + L_6 C_6 L_8 C_8}{\omega_0^4 L_2 C_2 L_4 C_4 L_6 C_6 L_8 C_8} s_H^4 + \frac{L_2 C_2 + L_4 C_4 + L_6 C_6 + L_8 C_8}{\omega_0^6 L_2 C_2 L_4 C_4 L_6 C_6 L_8 C_8} s_H^2 + \right. \\ \left. + \frac{1}{\omega_0^8 L_2 C_2 L_4 C_4 L_6 C_6 L_8 C_8} \right] \left(s_H^{10} + I_{pr9} s_H^9 + I_{pr8} s_H^8 + I_{pr7} s_H^7 + I_{pr6} s_H^6 + I_{pr5} s_H^5 + I_{pr4} s_H^4 + I_{pr3} s_H^3 + I_{pr2} s_H^2 + I_{pr1} s_H + I_{pr0} \right),$$

где $v_{BP\text{ pr } p}^{(10)} = \left[(C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)(C_4 + C_5) + (C_1 + C_2) C_4 C_5 \right] C_6 (C_8 + C_9) +$
 $+ \left[(C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3)(C_4 + C_5 + C_6) + (C_1 + C_2) C_4 (C_5 + C_6) \right] (C_7 C_8 + C_7 C_9 + C_8 C_9);$

$$I_{pr9} = \frac{1}{\omega_0 v_{BP\text{ pr } p}^{(10)}} \left\{ \frac{\left[C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4) \right] \left[C_5 C_6 + (C_5 + C_6)(C_7 + C_8) \right] + (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) C_4 (C_6 + C_7 + C_8)}{R} + \right. \\ \left. + \frac{\left[(C_2 + C_3)(C_4 + C_5 + C_6) + C_4 (C_5 + C_6) \right] (C_7 C_8 + C_7 C_9 + C_8 C_9) + \left[(C_2 + C_3)(C_4 + C_5) + C_4 C_5 \right] C_6 (C_8 + C_9)}{r} \right\};$$

$$I_{pr8} = \frac{1}{\omega_0^2 v_{BP\text{ pr } p}^{(10)}} \left\{ \left[\left(\frac{C_2 + C_3}{L_1} + \frac{C_1 + C_3}{L_2} \right) (C_4 + C_5) + \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} C_4 C_5 + \left(\frac{C_4 + C_5}{L_3} + \frac{C_3 + C_5}{L_4} + \frac{C_3 + C_4}{L_5} \right) (C_1 + C_2) + \frac{L_4 + L_5}{L_4 L_5} C_1 C_2 \right] \times \right. \\ \times \left[(C_6 + C_7)(C_8 + C_9) + C_8 C_9 \right] + \left[\frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_1} + \frac{C_1 + C_3 + C_4}{L_2} + \frac{L_3 + L_4}{L_3 L_4} (C_1 + C_2) \right] C_6 (C_7 C_8 + C_7 C_9 + C_8 C_9) + \left[\frac{L_6 + L_7}{L_6 L_7} (C_8 + C_9) + \right. \\ \left. + \frac{C_6 + C_7 + C_9}{L_8} + \frac{C_6 + C_7 + C_8}{L_9} \right] (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) C_4 + \left[\frac{(C_5 + C_7)(C_8 + C_9) + C_8 C_9}{L_6} + \left(\frac{C_8 + C_9}{L_7} + \frac{C_7 + C_9}{L_8} + \frac{C_7 + C_8}{L_9} \right) (C_5 + C_6) + \right. \\ \left. + \frac{L_8 + L_9}{L_8 L_9} C_5 C_6 \right] \left[C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4) \right] + \frac{\left[(C_2 + C_3)(C_4 + C_5) + C_4 C_5 \right] (C_6 + C_7 + C_8) + (C_2 + C_3 + C_4) C_6 (C_7 + C_8)}{r R} \Bigg\};$$

$$I_{pr7} = \frac{1}{\omega_0^3 R v_{BP\text{ pr } p}^{(10)}} \left\{ \left[\left(\frac{C_2 + C_3}{L_1} + \frac{C_1 + C_3}{L_2} \right) (C_4 + C_5) + \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} C_4 C_5 + \left(\frac{C_4 + C_5}{L_3} + \frac{C_3 + C_5}{L_4} + \frac{C_3 + C_4}{L_5} \right) (C_1 + C_2) + \frac{L_4 + L_5}{L_4 L_5} C_1 C_2 \right] \times \right. \\ \times (C_6 + C_7 + C_8) + \left[\frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_1} + \frac{C_1 + C_3 + C_4}{L_2} + \frac{L_3 + L_4}{L_3 L_4} (C_1 + C_2) \right] C_6 (C_7 + C_8) + \frac{L_6 L_7 + L_6 L_8 + L_7 L_8}{L_6 L_7 L_8} (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) C_4 + \\ \left. + \left[\frac{C_5 + C_7 + C_8}{L_6} + \frac{L_7 + L_8}{L_7 L_8} (C_5 + C_6) \right] \left[C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4) \right] \right\} + \frac{1}{\omega_0^3 r v_{BP\text{ pr } p}^{(10)}} \left\{ \left[\frac{L_2 + L_3}{L_2 L_3} (C_4 + C_5) + \frac{C_2 + C_3 + C_5}{L_4} + \right. \right. \\ \left. + \frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_5} \right] \left[(C_6 + C_7)(C_8 + C_9) + C_8 C_9 \right] + \frac{L_2 L_3 + L_2 L_4 + L_3 L_4}{L_2 L_3 L_4} C_6 (C_7 C_8 + C_7 C_9 + C_8 C_9) + \\ \left. + \left[\frac{(C_5 + C_7)(C_8 + C_9) + C_8 C_9}{L_6} + \left(\frac{C_8 + C_9}{L_7} + \frac{C_7 + C_9}{L_8} + \frac{C_7 + C_8}{L_9} \right) (C_5 + C_6) + \frac{L_8 + L_9}{L_8 L_9} C_5 C_6 \right] (C_2 + C_3 + C_4) + \right. \\ \left. + \left[\frac{L_6 + L_7}{L_6 L_7} (C_8 + C_9) + \frac{C_6 + C_7 + C_9}{L_8} + \frac{C_6 + C_7 + C_8}{L_9} \right] (C_2 + C_3) C_4 \right\};$$

$$I_{pr6} = \frac{1}{\omega_0^4 v_{BP\text{ pr } p}^{(10)}} \left\{ \frac{(L_1 + L_2)(L_3 + L_4) + L_3 L_4}{L_1 L_2 L_3 L_4} C_6 (C_7 C_8 + C_7 C_9 + C_8 C_9) + \left[\frac{L_1 + L_2 + L_3}{L_1 L_2 L_3} (C_4 + C_5) + \right. \right. \\ \left. + \frac{C_2 + C_3 + C_5}{L_1 L_4} + \frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_1 L_5} + \frac{C_1 + C_3 + C_5}{L_2 L_4} + \frac{C_1 + C_3 + C_4}{L_2 L_5} + \frac{L_3 + L_4 + L_5}{L_3 L_4 L_5} (C_1 + C_2) \right] \times \\ \times \left[(C_6 + C_7)(C_8 + C_9) + C_8 C_9 \right] + \left[\frac{C_2 + C_3}{L_1} + \frac{C_1 + C_3}{L_2} + \frac{L_3 + L_5}{L_3 L_5} (C_1 + C_2) \right] \frac{C_8 + C_9}{L_6} C_4 + \\ \left. + \left[\frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_1} + \frac{C_1 + C_3 + C_4}{L_2} + \frac{L_3 + L_4}{L_3 L_4} (C_1 + C_2) \right] \frac{(C_5 + C_7)(C_8 + C_9) + C_8 C_9}{L_6} + \right. \\ \left. + \left[\frac{L_4 + L_5}{L_4 L_5 L_6} (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) + \left(\frac{C_2 + C_3}{L_1} + \frac{C_1 + C_3}{L_2} + \frac{C_1 + C_2}{L_3} \right) \frac{C_4 + C_5 + C_6}{L_7} + \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 L_7} C_4 (C_5 + C_6) + \right. \right. \\ \left. + \frac{C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_5 + C_6)}{L_4 L_7} + \frac{L_5 + L_6}{L_5 L_6} \frac{C_1 C_2 + (C_1 + C_2)(C_3 + C_4)}{L_7} \right] (C_8 + C_9) + \\ \left. + \left[\left(\frac{C_2 + C_3}{L_1} + \frac{C_1 + C_3}{L_2} \right) C_4 + \left(\frac{C_4 + C_5}{L_3} + \frac{C_3 + C_5}{L_4} + \frac{C_3 + C_4}{L_5} \right) (C_1 + C_2) + \frac{L_4 + L_5}{L_4 L_5} C_1 C_2 \right] \left(\frac{C_6 + C_7 + C_9}{L_8} + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{C_6 + C_7 + C_8}{L_9} \right) \right\};$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{C_6 + C_7 + C_8}{L_9} \left(\frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_1} + \frac{C_1 + C_3 + C_4}{L_2} \right) \left[\left(\frac{C_7 + C_9}{L_8} + \frac{C_7 + C_8}{L_9} \right) (C_5 + C_6) + \frac{L_8 + L_9}{L_8 L_9} C_5 C_6 \right] + \\
 & + \frac{L_3 + L_4}{L_3 L_4} \left(\frac{C_7 + C_9}{L_8} + \frac{C_7 + C_8}{L_9} \right) (C_1 + C_2) C_6 + \left[\frac{C_4 + C_5 + C_7 + C_9}{L_6 L_8} + \frac{C_4 + C_5 + C_7 + C_8}{L_6 L_9} + \frac{L_7 + L_8 + L_9}{L_7 L_8 L_9} \times \right. \\
 & \times (C_4 + C_5 + C_6) \left. \right] (C_1 C_2 + C_1 C_3 + C_2 C_3) + \left[\frac{C_5 + C_7 + C_9}{L_6 L_8} + \frac{C_5 + C_7 + C_8}{L_6 L_9} + \frac{L_7 + L_8 + L_9}{L_7 L_8 L_9} (C_5 + C_6) \right] (C_1 + C_2) C_4 \Big\} + \\
 & + \frac{1}{\omega_0^4 r R v_{BP \text{ pr p}}^{(10)}} \left\{ \left[\frac{L_2 + L_3}{L_2 L_3} (C_4 + C_5) + \frac{C_2 + C_3 + C_5}{L_4} + \frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_5} \right] (C_6 + C_7 + C_8) + \frac{L_2 L_3 + L_2 L_4 + L_3 L_4}{L_2 L_3 L_4} \times \right. \\
 & \times C_6 (C_7 + C_8) + \frac{L_6 L_7 + L_6 L_8 + L_7 L_8}{L_6 L_7 L_8} (C_2 + C_3) C_4 + \left[\frac{C_5 + C_7 + C_8}{L_6} + \frac{L_7 + L_8}{L_7 L_8} (C_5 + C_6) \right] (C_2 + C_3 + C_4) \Big\}; \\
 I_{pr5} = & \frac{1}{\omega_0^5 R v_{BP \text{ pr p}}^{(10)}} \left\{ \left[\frac{L_1 + L_2 + L_3}{L_1 L_2 L_3} (C_4 + C_5) + \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} \left(\frac{C_5}{L_4} + \frac{C_4}{L_5} \right) + \frac{L_3 + L_4 + L_5}{L_3 L_4 L_5} (C_1 + C_2) + \right. \right. \\
 & + \frac{L_4 + L_5}{L_4 L_5} \left(\frac{C_2 + C_3}{L_1} + \frac{C_1 + C_3}{L_2} \right) \Big] (C_6 + C_7 + C_8) + \frac{(L_1 + L_2)(L_3 + L_4) + L_3 L_4}{L_1 L_2 L_3 L_4} C_6 (C_7 + C_8) + \frac{L_6 L_7 + L_6 L_8 + L_7 L_8}{L_6 L_7 L_8} \times \\
 & \times \left(\frac{C_2 + C_3}{L_1} + \frac{C_1 + C_3}{L_2} + \frac{C_1 + C_2}{L_3} \right) C_4 + \left(\frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_1} + \frac{C_1 + C_3 + C_4}{L_2} + \frac{C_1 + C_2}{L_3} \right) \left[\frac{C_5 + C_7 + C_8}{L_6} + \frac{L_7 + L_8}{L_7 L_8} \times \right. \\
 & \times (C_5 + C_6) \Big] + \left[\frac{C_3 + C_5 + C_7 + C_8}{L_4 L_6} + \frac{L_7 + L_8}{L_4 L_7 L_8} (C_3 + C_5 + C_6) + \frac{(L_5 + L_6)(L_7 + L_8) + L_7 L_8}{L_5 L_6 L_7 L_8} (C_3 + C_4) \right] (C_1 + C_2) + \\
 & + \frac{(L_4 + L_5)(L_6 L_7 + L_6 L_8 + L_7 L_8) + L_4 L_5 (L_7 + L_8)}{L_4 L_5 L_6 L_7 L_8} C_1 C_2 \Big\} + \frac{1}{\omega_0^5 r v_{BP \text{ pr p}}^{(10)}} \left\{ \left[\frac{L_2 L_3 + (L_2 + L_3)(L_4 + L_5)}{L_2 L_3 L_4 L_5} (C_6 + C_7) + \right. \right. \\
 & + \frac{L_2 + L_3}{L_2 L_3} \left(\frac{C_4 + C_5 + C_7}{L_6} + \frac{C_4 + C_5 + C_6}{L_7} \right) + \frac{C_2 + C_3 + C_5 + C_7}{L_4 L_6} + \frac{C_2 + C_3 + C_5 + C_6}{L_4 L_7} + \frac{L_5 + L_6 + L_7}{L_5 L_6 L_7} \times \\
 & \times (C_2 + C_3 + C_4) \Big] (C_8 + C_9) + \frac{(L_2 + L_3)(L_4 L_5 + L_4 L_6 + L_5 L_6) + L_2 L_3 (L_5 + L_6)}{L_2 L_3 L_4 L_5 L_6} C_8 C_9 + \\
 & + \left[\frac{L_2 + L_3}{L_2 L_3} (C_4 + C_5) + \frac{C_2 + C_3 + C_5}{L_4} + \frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_5} \right] \frac{C_6 + C_7 + C_9}{L_8} + \frac{L_2 L_3 + L_2 L_4 + L_3 L_4}{L_2 L_3 L_4 L_8} C_6 (C_7 + C_9) + \\
 & + \frac{(C_2 + C_3) C_4 + (C_2 + C_3 + C_4)(C_5 + C_7 + C_9)}{L_6 L_8} + \frac{L_2 + L_3}{L_2 L_3 L_9} (C_4 + C_5) C_6 + \left[\frac{L_2 + L_3}{L_2 L_3} (C_7 + C_8) + \right. \\
 & + \frac{L_7 + L_8 + L_9}{L_7 L_8} (C_2 + C_3) \Big] \frac{C_4 + C_5 + C_6}{L_9} + \frac{C_2 + C_3 + C_5}{L_4 L_9} (C_6 + C_7 + C_8) + \frac{C_6 (C_7 + C_8)}{L_4 L_9} + \frac{(C_2 + C_3) C_4}{L_6 L_9} + \\
 & + \left(\frac{C_5 + C_7 + C_8}{L_6} + \frac{C_6 + C_7 + C_8}{L_5} \right) \frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_9} + \frac{L_7 + L_8 + L_9}{L_7 L_8 L_9} C_4 (C_5 + C_6) \Big\}; \\
 I_{pr4} = & \frac{1}{\omega_0^6 v_{BP \text{ pr p}}^{(10)}} \left\{ \frac{(L_1 + L_2 + L_3)(L_4 L_5 + L_4 L_6 + L_5 L_6) + (L_1 + L_2) L_3 (L_5 + L_6)}{L_1 L_2 L_3 L_4 L_5 L_6} C_8 C_9 + \right. \\
 & + \left[\frac{(L_1 + L_2) L_3 + (L_1 + L_2 + L_3)(L_4 + L_5)}{L_1 L_2 L_3 L_4 L_5} (C_6 + C_7) + \frac{L_1 + L_2 + L_3}{L_1 L_2 L_3} \left(\frac{C_4 + C_5 + C_7}{L_6} + \frac{C_4 + C_5 + C_6}{L_7} \right) + \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 L_4} \times \right. \\
 & \times \left(\frac{C_3 + C_5 + C_7}{L_6} + \frac{C_3 + C_5 + C_6}{L_7} \right) + \frac{(L_3 + L_4)(L_5 + L_6 + L_7) + L_5 (L_6 + L_7)}{L_3 L_4 L_5 L_6 L_7} (C_1 + C_2) + \frac{L_6 + L_7}{L_4 L_6 L_7} \left(\frac{C_2}{L_1} + \frac{C_1}{L_2} \right) \Big] \times \\
 & \times (C_8 + C_9) + \left(\frac{L_1 + L_2 + L_3}{L_1 L_2} \frac{C_4 + C_5}{L_3} + \frac{C_2 + C_3 + C_5}{L_1 L_4} + \frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_1 L_5} + \frac{C_1 + C_3 + C_5}{L_2 L_4} + \frac{C_1 + C_3 + C_4}{L_2 L_5} + \right. \\
 & + \frac{L_3 + L_4 + L_5}{L_3 L_4} \frac{C_1 + C_2}{L_5} \Big) \left(\frac{C_6 + C_7 + C_9}{L_8} + \frac{C_6 + C_7 + C_8}{L_9} \right) + \frac{(L_1 + L_2)(L_3 + L_4) + L_3 L_4}{L_1 L_2 L_3 L_4} C_6 \left(\frac{C_7 + C_9}{L_8} + \frac{C_7 + C_8}{L_9} \right) + \\
 & + \left(\frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_1 L_6} + \frac{C_1 + C_3 + C_4}{L_2 L_6} + \frac{L_3 + L_4}{L_3 L_4} \frac{C_1 + C_2}{L_6} \right) \left(\frac{C_5 + C_7 + C_9}{L_8} + \frac{C_5 + C_7 + C_8}{L_9} \right) + \left(\frac{L_5 + L_6 + L_7}{L_5 L_6} \frac{C_8 + C_9}{L_7} + \right. \\
 & + \frac{L_7 + L_8 + L_9}{L_7 L_8} \frac{C_5 + C_6}{L_9} \Big) \left(\frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_1} + \frac{C_1 + C_3 + C_4}{L_2} \right) + \frac{L_6 L_7 + (L_6 + L_7)(L_8 + L_9)}{L_6 L_7 L_8 L_9} \left(\frac{C_2 + C_3}{L_1} + \frac{C_1 + C_3}{L_2} \right) C_4 + \\
 & + \left[\frac{(L_3 + L_4)(L_7 + L_8 + L_9)}{L_3} \frac{C_5 + C_6}{L_4} + \frac{L_6 L_7 + (L_6 + L_7)(L_8 + L_9)}{L_6} \left(\frac{C_4}{L_3} + \frac{C_3}{L_4} \right) + \frac{(L_5 + L_6)(L_7 + L_8 + L_9) + L_7 (L_8 + L_9)}{L_5 L_6} \times \right.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \times (C_3 + C_4) \left[\frac{C_1 + C_2}{L_7 L_8 L_9} + \frac{(L_4 L_5 + L_4 L_6 + L_5 L_6)(L_7 + L_8 + L_9) + (L_4 + L_5)L_7(L_8 + L_9)}{L_4 L_5 L_6 L_7 L_8 L_9} C_1 C_2 \right] + \\
 & + \frac{1}{\omega_0^6 r V_{\text{BP pr p}}^{(10)}} \left\{ \frac{L_2 L_3 + (L_2 + L_3)(L_4 + L_5)}{L_2 L_3 L_4} \frac{C_6 + C_7 + C_8}{L_5} + \frac{L_2 + L_3}{L_2 L_3} \left(\frac{C_4 + C_5 + C_7 + C_8}{L_6} + \frac{L_7 + L_8}{L_7} \frac{C_4 + C_5 + C_6}{L_8} \right) + \right. \\
 & + \frac{C_2 + C_3 + C_5 + C_7 + C_8}{L_4 L_6} + \frac{L_7 + L_8}{L_7 L_8} \frac{C_2 + C_3 + C_5 + C_6}{L_4} + \frac{(L_5 + L_6)(L_7 + L_8) + L_7 L_8}{L_5 L_6 L_7} \frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_8} \left. \right\}; \\
 I_{\text{pr3}} = & \frac{1}{\omega_0^7 R V_{\text{BP pr p}}^{(10)}} \left[\frac{(L_1 + L_2)(L_3 + L_4 + L_5) + L_3(L_4 + L_5)}{L_1 L_2 L_3 L_4 L_5} (C_6 + C_7 + C_8) + \frac{L_1 + L_2 + L_3}{L_1 L_2 L_3} \times \right. \\
 & \times \left(\frac{C_4 + C_5 + C_7 + C_8}{L_6} + \frac{L_7 + L_8}{L_7} \frac{C_4 + C_5 + C_6}{L_8} \right) + \frac{C_2 + C_3 + C_5 + C_7 + C_8}{L_1 L_4 L_6} + \frac{C_1 + C_3 + C_5 + C_7 + C_8}{L_2 L_4 L_6} + \\
 & + \frac{L_7 + L_8}{L_4 L_7 L_8} \left(\frac{C_2 + C_3 + C_5 + C_6}{L_1} + \frac{C_1 + C_3 + C_5 + C_6}{L_2} \right) + \frac{(L_5 + L_6)(L_7 + L_8) + L_7 L_8}{L_5 L_6 L_7 L_8} \left(\frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_1} + \right. \\
 & + \frac{C_1 + C_3 + C_4}{L_2} \left. \right) + \frac{(L_3 + L_4 + L_5)(L_6 L_7 + L_6 L_8 + L_7 L_8) + (L_3 + L_4)L_5(L_7 + L_8)}{L_3 L_4 L_5 L_6 L_7 L_8} (C_1 + C_2) \left. \right] + \\
 & + \frac{1}{\omega_0^7 r V_{\text{BP pr p}}^{(10)}} \left[\frac{(L_2 L_3 + L_2 L_4 + L_3 L_4)(L_5 + L_6 + L_7) + (L_2 + L_3)L_5(L_6 + L_7)}{L_2 L_3 L_4 L_5 L_6 L_7} (C_8 + C_9) + \right. \\
 & + \frac{L_2 L_3 + (L_2 + L_3)(L_4 + L_5)}{L_2 L_3 L_4 L_5} \left(\frac{C_6 + C_7 + C_9}{L_8} + \frac{C_6 + C_7 + C_8}{L_9} \right) + \frac{L_2 + L_3}{L_2 L_3} \left(\frac{C_4 + C_5 + C_7 + C_9}{L_6} + \right. \\
 & + \frac{C_4 + C_5 + C_7 + C_8}{L_6 L_9} + \frac{L_7 + L_8 + L_9}{L_7 L_8} \frac{C_4 + C_5 + C_6}{L_9} \left. \right) + \frac{C_2 + C_3 + C_5 + C_7 + C_9}{L_4 L_6 L_8} + \frac{C_2 + C_3 + C_5 + C_7 + C_8}{L_4 L_6 L_9} + \\
 & + \frac{L_7 + L_8 + L_9}{L_4 L_7 L_8 L_9} (C_2 + C_3 + C_5 + C_6) + \frac{(L_5 + L_6)(L_7 + L_8 + L_9) + L_7(L_8 + L_9)}{L_5 L_6 L_7 L_8 L_9} (C_2 + C_3 + C_4) \left. \right]; \\
 I_{\text{pr2}} = & \frac{1}{\omega_0^8 V_{\text{BP pr p}}^{(10)}} \left\{ \frac{[(L_1 + L_2)(L_3 + L_4) + L_3 L_4](L_5 + L_6 + L_7) + (L_1 + L_2 + L_3)L_5(L_6 + L_7)}{L_1 L_2 L_3 L_4 L_5 L_6 L_7} (C_8 + C_9) + \right. \\
 & + \frac{(L_1 + L_2)L_3 + (L_1 + L_2 + L_3)(L_4 + L_5)}{L_1 L_2 L_3 L_4 L_5} \left(\frac{C_6 + C_7 + C_9}{L_8} + \frac{C_6 + C_7 + C_8}{L_9} \right) + \frac{L_1 + L_2 + L_3}{L_1 L_2 L_3 L_6} \times \\
 & \times \left(\frac{C_4 + C_5 + C_7 + C_9}{L_8} + \frac{C_4 + C_5 + C_7 + C_8}{L_9} \right) + \frac{(L_1 + L_2 + L_3)(L_7 + L_8 + L_9)}{L_1 L_2 L_3 L_7 L_8 L_9} (C_4 + C_5 + C_6) + \frac{L_8 + L_9}{L_4 L_6 L_8 L_9} \times \\
 & \times \left(\frac{C_2}{L_1} + \frac{C_1}{L_2} \right) + \frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2} \left(\frac{C_3 + C_5 + C_7 + C_9}{L_4 L_6 L_8} + \frac{C_3 + C_5 + C_7 + C_8}{L_4 L_6 L_9} \right) + \frac{L_7 + L_8 + L_9}{L_4 L_7 L_8 L_9} \left(\frac{C_2 + C_3 + C_5 + C_6}{L_1} + \right. \\
 & + \frac{C_1 + C_3 + C_5 + C_6}{L_2} \left. \right) + \frac{(L_5 + L_6)(L_7 + L_8 + L_9) + L_7(L_8 + L_9)}{L_5 L_6 L_7 L_8 L_9} \left(\frac{C_2 + C_3 + C_4}{L_1} + \frac{C_1 + C_3 + C_4}{L_2} \right) + \\
 & + \frac{[(L_3 + L_4)(L_5 + L_6) + L_5 L_6](L_7 + L_8 + L_9) + (L_3 + L_4 + L_5)L_7(L_8 + L_9)}{L_3 L_4 L_5 L_6 L_7 L_8 L_9} (C_1 + C_2) \left. \right\} + \\
 & + \frac{(L_2 L_3 + L_2 L_4 + L_3 L_4)[(L_5 + L_6)(L_7 + L_8) + L_7 L_8] + (L_2 + L_3)L_5(L_6 L_7 + L_6 L_8 + L_7 L_8)}{\omega_0^8 r R L_2 L_3 L_4 L_5 L_6 L_7 L_8 V_{\text{BP pr p}}^{(10)}}; \\
 I_{\text{pr1}} = & \frac{[(L_1 + L_2)(L_3 + L_4) + L_3 L_4][(L_5 + L_6)(L_7 + L_8) + L_7 L_8] + (L_1 + L_2 + L_3)L_5(L_6 L_7 + L_6 L_8 + L_7 L_8)}{\omega_0^9 R L_1 L_2 L_3 L_4 L_5 L_6 L_7 L_8 V_{\text{BP pr p}}^{(10)}} + \\
 & + \frac{(L_2 L_3 + L_2 L_4 + L_3 L_4)L_5(L_7 + L_8 + L_9) + [L_2 L_3 + (L_2 + L_3)(L_4 + L_5)][L_6 L_7 + (L_6 + L_7)(L_8 + L_9)]}{\omega_0^9 r L_2 L_3 L_4 L_5 L_6 L_7 L_8 L_9 V_{\text{BP pr p}}^{(10)}}; \\
 I_{\text{pr0}} = & \frac{1}{\omega_0^{10} L_1 L_2 L_3 L_4 L_5 L_6 L_7 L_8 L_9 V_{\text{BP pr p}}^{(10)}} \left\{ [(L_1 + L_2)(L_3 + L_4) + L_3 L_4][(L_5 + L_6)(L_7 + L_8 + L_9) + L_7(L_8 + L_9)] + \right. \\
 & + (L_1 + L_2 + L_3)L_5[L_6 L_7 + (L_6 + L_7)(L_8 + L_9)] \left. \right\}
 \end{aligned}$$

Введем обозначения:

$$\chi_{11, 12} = \sqrt{1 + \frac{a_1}{4Q^2}} \mp \frac{\sqrt{a_1}}{2Q};$$

$$\chi_{21, 22} = \sqrt{1 + \frac{a_2}{4Q^2}} \mp \frac{\sqrt{a_2}}{2Q},$$

где в символах " $\mp$ " знак " $-$ " относится к переменным χ_{11} , χ_{21} , а знак " $+$ " – к переменным χ_{12} , χ_{22} . Положим, например,

$$\omega_0^4 L_2 C_2 L_6 C_6 = 1; \quad L_2 = \frac{\chi_{21}^2}{\omega_0^2 C_2}; \quad L_6 = \frac{1}{\chi_{21}^2 \omega_0^2 C_6};$$

$$\omega_0^4 L_4 C_4 L_8 C_8 = 1; \quad L_4 = \frac{\chi_{11}^2}{\omega_0^2 C_4}; \quad L_8 = \frac{1}{\chi_{11}^2 \omega_0^2 C_8}.$$

Подставив выражения L_2 , L_4 , L_6 , L_8 в коэффициенты числителя $H_{\text{ВР пр}}^{(10)}(s_n)$, получим следующие тождества (ср. с $H_{\text{ВР пр}}^{(10)}(s_n)$):

$$\begin{aligned} E_{\text{пр}62} &= [L_2 C_2 L_4 C_4 (L_6 C_6 + L_8 C_8) + \\ &\quad (L_2 C_2 + L_4 C_4) \times \\ &\quad \times L_6 C_6 L_8 C_8] / \left(\omega_0^2 L_2 C_2 L_4 C_4 L_6 C_6 L_8 C_8 \right) \equiv \\ &\equiv \frac{L_2 C_2 + L_4 C_4 + L_6 C_6 + L_8 C_8}{\omega_0^2 L_2 C_2 L_4 C_4 L_6 C_6 L_8 C_8} \equiv \\ &\equiv \frac{\chi_{11}^4 + 1}{\chi_{11}^2} + \frac{\chi_{21}^4 + 1}{\chi_{21}^2} = 2 + \frac{a_1}{Q^2} + 2 + \frac{a_2}{Q^2} = \\ &= 4 + \frac{a_1 + a_2}{Q^2}; \\ E_{\text{пр}4} &= [L_2 C_2 (L_4 C_4 + L_6 C_6 + L_8 C_8) + \\ &\quad + L_4 C_4 (L_6 C_6 + L_8 C_8) + \\ &\quad + L_6 C_6 L_8 C_8] / \left(\omega_0^4 L_2 C_2 L_4 C_4 L_6 C_6 L_8 C_8 \right) \equiv \\ &\equiv 2 + \left(\frac{\chi_{11}^4 + 1}{\chi_{11}^2} \right) \left(\frac{\chi_{21}^4 + 1}{\chi_{21}^2} \right) = \\ &= 2 + \left(2 + \frac{a_1}{Q^2} \right) \left(2 + \frac{a_2}{Q^2} \right) = 6 + 2 \frac{a_1 + a_2}{Q^2} + \frac{a_1 a_2}{Q^4}. \end{aligned}$$

При других начальных условиях эти тождества также выполняются.

Полученные тождества позволяют исключить из системы уравнения, приравнивающие

коэффициенты при s_n^6 , s_n^4 , s_n^2 , s_n^0 в числителях ПФ $H_{\text{ВР пр}}^{(10)}(s_n)$ (табл. 7) и $H_{\text{ВР пр}}^{(10)}(s_n)$ (табл. 1), и сократить тем самым количество уравнений для определения параметров фильтра с 15 до 11 при 21 неизвестном: K_y , L_1 , C_1 , ..., L_9 , C_9 , r и R .

Задавшись номинальными значениями емкостей в продольных ветвях фильтра C_2 , C_4 , C_6 , C_8 , соответствующие значения индуктивностей найдем по приведенным формулам для выбранных начальных условий. Зададим также номинальные значения сопротивлений r и R . Оставшиеся 11 параметров – K_y , L_1 , C_1 , L_3 , C_3 , L_5 , C_5 , L_7 , C_7 , L_9 , C_9 – найдем в результате решения системы 11 уравнений.

Пример 2. Рассчитаем параметры КППФ 10-го порядка, изображенного на рис. 1, с центральной частотой $\omega_0 = 10^5$ рад/с, добротностью $Q = 10$ и параметрами АЧХ: $\tilde{\delta} = 0.1$ дБ, $\bar{\delta} = 35$ дБ. Коэффициенты реализуемой ПФ $\tilde{H}_{\text{ВР пр}}^{(10)}(s_n)$ [14]: $K = 0.088248$; $a_1 = 1.582984$; $a_2 = 3.319079$; $b_4 = 1.576800$; $b_3 = 2.428532$; $b_2 = 2.048719$; $b_1 = 1.260154$; $b_0 = 0.461008$. Система 11 уравнений для определения K_y и 10 параметров в поперечных ветвях фильтра имеет вид

$$\begin{cases} \frac{K_y C_2 C_4 C_6 C_8}{\omega_0 r v_{\text{ВР пр}}^{(10)}} = \frac{K}{Q}; \\ I_{\text{пр}9} = I_{\text{пр}1} = b_4 / Q; \\ I_{\text{пр}8} = I_{\text{пр}2} = 5 + b_3 / Q^2; \\ I_{\text{пр}7} = I_{\text{пр}3} = 4 b_4 / Q + b_2 / Q^3; \\ I_{\text{пр}6} = I_{\text{пр}4} = 10 + 3 b_3 / Q^2 + b_1 / Q^4; \\ I_{\text{пр}5} = 6 b_4 / Q + 2 b_2 / Q^3 + b_0 / Q^5; \\ I_{\text{пр}0} = 1. \end{cases}$$

Положим $r = R = 100$ Ом и примем значения емкостей в продольных ветвях ППФ: $C_2 = 1300$ нФ; $C_4 = 560$ нФ; $C_6 = 820$ нФ; $C_8 = 560$ нФ. Для принятых ранее начальных условий расчетные значения индуктивностей составляют: $L_2 = 64.1$ мкГн; $L_4 = 157.5$ мкГн;

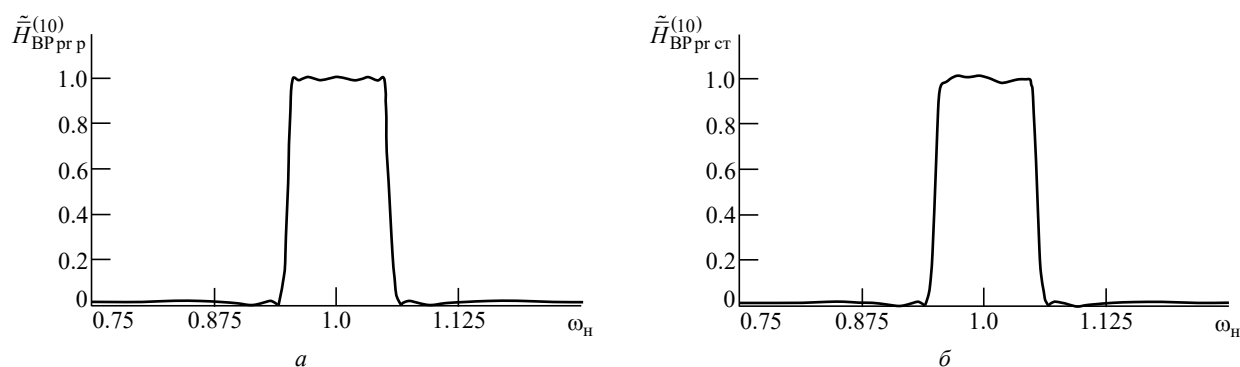


Рис. 8. АЧХ КППФ, приведенного на рис. 1, с расчетными параметрами (а); со стандартными емкостями (б)
Fig. 8. Amplitude-frequency characteristic of a quasi-elliptical band-pass filter according to the scheme given in Fig. 1 with design parameters (a) and standard capacitances (b)

$L_6 = 146.3$ мкГн; $L_8 = 202.5$ мкГн. Решение системы уравнений: $K_y = 4.18$; $C_1 = 1045.2$ нФ; $L_1 = 112.5$ мкГн; $C_3 = 1505.2$ нФ; $L_3 = 70.4$ мкГн; $C_5 = 861.1$ нФ; $L_5 = 116.3$ мкГн; $C_7 = 171.0$ нФ; $L_7 = 368.4$ мкГн; $C_9 = 669.1$ нФ; $L_9 = 141.4$ мкГн.

Переход к номинальным значениям емкостей из ряда E24 может вызвать существенное отклонение расчетной АЧХ от реализуемой. В этом случае АЧХ корректируется изменением значений индуктивностей.

После перехода и изменения значений индуктивностей имеем: $C_1 = 1000$ нФ; $L_1 = 118.1$ мкГн; $C_3 = 1500$ нФ; $L_3 = 70.7$ мкГн; $C_5 = 820$ нФ; $L_5 = 122.2$ мкГн; $C_7 = 160$ нФ; $L_7 = 383.0$ мкГн; $C_9 = 680$ нФ; $L_9 = 139.5$ мкГн. АЧХ КППФ 10-го порядка с параллельными контурами приведены на рис. 8: а – $\tilde{H}_{BP\text{ пр } p}^{(10)}(\omega_n)$ с расчетными значениями параметров; б – $\tilde{H}_{BP\text{ пр } ст}^{(10)}(\omega_n)$ со стандартными значениями емкостей и скорректированными значениями индуктивностей.

Заключение. Реализуемая ПФ ППФ формируется из ПФ ФНЧ с требуемыми характеристиками затухания с помощью преобразования переменной. При преобразовании частоты реализуемой АЧХ, лежащие по обе стороны от центральной частоты ППФ, связаны определенными соотношениями. Учет этого обстоятельства позволяет исключить из рассмотрения уравнения, приравнивающие коэффициенты числителей передаточных функций. Для ППФ 6-го порядка, рассмотренных в статье, число уравнений системы дополнительно сокращено за счет выражения всех индуктивностей через центральную частоту и емкости фильтров. В результате количество уравнений системы равно 4 при 13 искоемых параметрах фильтра. Для расчета ППФ 10-го порядка число уравнений равно 11 при 21 неизвестном. В обоих случаях параметры, число которых превышает число уравнений, выбираются произвольно из ряда стандартных значений [15], что значительно повышает точность воспроизведения реализуемой АЧХ.

Список литературы

1. Червинский Е. Н. Расчет полосно-пропускающих фильтров с фиксированными частотами бесконечного затухания // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. № 4. С. 23–40. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-23-40
2. Попов П. А. Расчет частотных электрических фильтров. М.–Л.: Энергия, 1966. 216 с.
3. Zverev A. I. Handbook of filter synthesis. New York: John Wiley and Sons, Inc., 1967. 576 p.
4. Херперо Д., Уиллонер Г. Синтез фильтров / пер. с англ. под ред. И. С. Гоноровского. М.: Сов. радио, 1971. 232 с.
5. Van Valkenburg M. E. Analog filter design / CBS College Publishing. Fort Worth, 1982. 608 p.
6. Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г. Справочник по активным фильтрам. М.: Энергоатомиздат, 1983. 128 с.
7. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров / пер. с нем.; под ред. Н. Н. Слепова. М.: Радио и связь, 1983. 752 с.
8. Winder S. Analog and digital filter design. 2nd ed. New York: Elsevier Science, 2002. 450 p.

9. Thede L. Practical analog and digital filter design. Norwood: Artech House, Inc., 2004. 267 p.

10. Hercules G. Dimopoulos Analog electronic filters. Theory, design and synthesis. Dordrecht: Springer, 2012. 498 p.

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

12. Кубалова А. Р., Томашевич С. В. Синтез и моделирование микроволновых фильтров. СПб.: Изд-во СПбГУТ, 2012. 215 с.

13. Кубалова А. Р., Томашевич С. В. Синтез и конструирование микроволновых фильтров. СПб.: Изд-во СПбГУТ, 2018. 287 с.

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

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

Информация об авторе

Червинский Евгений Наумович – доктор технических наук (2008), старший научный сотрудник (1985) АО «НПП "Пирамида"» (Санкт-Петербург). Автор 88 научных работ. Сфера научных интересов – системы точного времени.

Адрес: АО «НПП "Пирамида"», ул. Орджоникидзе, д. 42, Санкт-Петербург, 196143, Россия

E-mail: enchervinsky@mail.ru

References

1. Chervinskiy E. N. Calculation of Band-Pass Filters with Fixed Frequencies of Infinite Attenuation. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 23–40. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-4-23-40 (In Russ.)

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

3. Zverev A. I. Handbook of filter synthesis. John Wiley and Sons, Inc., N. Y., London, Sydney, 1967, 576 p.

4. Herrero J., Willoner G. Synthesis of Filters. Freny-tice-Hall, inc., Englewood Cliff N. J., 1966, 232 p.

5. Valkenburg M. E. Analog Filter Design. CBS College Publishing, 1982, 608 p.

6. Jonson D., Jonson J., Moore H. A Handbook of Active Filters. New Jersey, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1980, 128 p.

7. Saal R. Handbuch Zum Filterenwuef, AEG - Telefunken, Berlin, 1979, 663 p.

8. Winder S. Analog and Digital Filter Design. 2nd ed. New York, Elsevier Science, 2002, 450 p.

9. Thede L. Practical Analog and Digital Filter Design. Artech House, Inc., 2004, 267 p.

10. Hercules G. Dimopoulos Analog Electronic Filters. Theory, Design and Synthesis. Springer, 2012, 498 p.

11. Paarmann L. D. Design and Analysis of Analog Filters: A Signal Processing Perspective. Dordrecht, Springer, 2014, 456 p.

12. Kubalova A. R., Tomashevich S. V. *Sintez i modelirovanie mikrovolnovykh fil'trov* [Synthesis and Simulation of Microwave Filters]. SPb, Izd-vo SPbGUT, 2012, 215 p. (In Russ.)

13. Kubalova A. R., Tomashevich S. V. *Sintez i konstruirovaniye mikrovolnovykh fil'trov* [Synthesis and Design of Microwave Filters]. SPb, Izd-vo SPbGUT, 2018, 287 p. (In Russ.)

14. Chervinskiy E. N. Computation of Transfer Functions of Filters with Equiwave at the Section and Infinite Half-Interval Amplitude-Frequency Characteristics. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2014, no. 4, pp. 13–28. (In Russ.)

15. GOST 28884–90 (IEC 63-63). *Mezhgosudarstvennyi standart. Ryady predpochtitel'nykh znachenii dlya rezistorov i kondensatorov* [Interstate Standard. Rows of Preferred Values for Resistors and Capacitors]. Moscow, Standartinform, 2006, 13 p. (In Russ.)

Information about the author

Evgeniy N. Chervinskiy, Dr Sci. (Eng.) (2008), Senior Scientist (1985) in JSC "NPP "Piramide" (Saint Petersburg). The author of 88 scientific publications. Area of expertise: precision time systems.

Address: JSC "NPP "Piramide", 42, Ordzhonikidze St., Saint Petersburg 196143, Russia

E-mail: enchervinsky@mail.ru

Методика оценки надежности связи в коротковолновой радиолинии с райсовскими замираниями с учетом диффузности ионосферы

В. П. Пашинцев¹, Д. А. Белоконь^{1✉}, С. А. Коваль², А. Д. Скорик³

¹Северо-Кавказский федеральный университет, Ставрополь, Россия

²Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, Санкт-Петербург, Россия

³Российский институт мощного радиостроения, Санкт-Петербург, Россия

✉ ahoi8@yandex.ru

Аннотация

Введение. Известна методика оценки зависимости надежности связи в коротковолновой (КВ) радиолинии с одним дискретным лучом и диффузным рассеянием волны на мелкомасштабных неоднородностях ионосферы от выбора рабочей частоты с учетом сигнально-помеховой обстановки и уровня диффузности ионосферы. В данной методике для описания интерференционных замираний принимаемого сигнала используется *m*-распределение Накагами. Однако в КВ однолучевой радиолинии замирания амплитуды сигнала в 90 % всех случаев описываются распределением не Накагами, а Райса, или обобщенным распределением Рэлея. При этом применение распределения Накагами для аппроксимации замираний и анализа их влияния на качество связи дает хорошее совпадение с распределением Райса только в двух частных случаях: распределения Рэлея и полного отсутствия замираний.

Цель работы. Разработать методику оценки надежности связи в однолучевой коротковолновой радиолинии с райсовскими замираниями и сравнить ее результаты с надежностью связи при замираниях Накагами.

Материалы и методы. Для оценки влияния рабочей частоты и диффузности ионосферы на параметры распределения замираний в однолучевой КВ-радиолинии использовались методы моделирования трансionoсферных каналов связи на основе радиофизического метода фазового экрана. Для оценки влияния параметров замираний с распределением Райса на надежность КВ-связи использовалась среда MatLab. Исходные данные о параметрах ионосферы получены с использованием модели IRI-2016.

Результаты. Разработана 3-этапная методика оценки надежности связи в однолучевой КВ-радиолинии с райсовскими замираниями и осуществлено сравнение ее результатов с надежностью связи при замираниях Накагами. Получены зависимости надежности связи в однолучевой КВ-радиолинии ночью и днем от выбора рабочей частоты относительно максимально применимой частоты и от уровня диффузности ионосферы при замираниях Райса и Накагами.

Заключение. Анализ полученных результатов показывает, что при различном уровне диффузности ионосферы надежность связи в однолучевой КВ-радиолинии с замираниями Накагами может быть существенно завышена (до 12 %) по сравнению с замираниями Райса.

Ключевые слова: однолучевая коротковолновая радиолиния, ионосфера, диффузность, флуктуации фазового фронта, замирания, распределение Райса, распределение Накагами, надежность связи

Для цитирования: Методика оценки надежности связи в коротковолновой радиолинии с райсовскими замираниями с учетом диффузности ионосферы / В. П. Пашинцев, Д. А. Белоконь, С. А. Коваль, А. Д. Скорик // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 6. С. 22–39. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-22-39

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда в рамках выполнения проекта № 22-21-00768.

Статья поступила в редакцию 17.07.2022; принята к публикации после рецензирования 31.10.2022; опубликована онлайн 29.12.2022

Methodology for Estimating Communication Reliability in Shortwave Radio-Frequency Transmission Channels with Rician Fading Given Ionospheric Diffusivity

Vladimir P. Pashintsev¹, Dmitry A. Belokon^{1✉}, Stanislav A. Koval², Alexander D. Skorik³

¹North Caucasus Federal University, Stavropol, Russia

²Military Academy of Communication named after Marshal
of the Soviet Union S. M. Budyonny, St Petersburg, Russia

³Russian Institute of Powerful Radio Engineering, St Petersburg, Russia

✉ahoi8@yandex.ru

Abstract

Introduction. There exists a technique for estimating the dependence of communication reliability in a shortwave radio-frequency transmission channel (SWRC) with a single discrete beam and diffuse wave scattering across small-scale ionospheric inhomogeneities on the selected operating frequency taking into account the given signal-to-noise ratio and ionospheric diffusivity. In this technique, the Nakagami m -distribution is used to describe interference fading of the received signal. However, in a single-beam SWRC, fading signal amplitudes are described by the Rician or generalized Rayleigh, rather than by Nakagami, distribution in 90 % of all cases. At the same time, the results obtained using the Nakagami distribution to approximate fading and to assess its effect on communication quality agrees well with those obtained by the Rician distribution only in two cases: the presence of Rayleigh distribution or the complete absence of fading.

Aim. To develop a methodology for estimating communication reliability in a single-beam SWRC with Rician fading and to compare its results with that under Nakagami fading.

Materials and methods. The effect of operating frequency and ionospheric diffusivity on fading distribution parameters in a single-beam SWRC was estimated by simulating transionospheric communication channels based on a radio-physical phase screen method. The effect of Rician fading parameters on communication reliability was simulated in the MatLab environment. The initial data on ionospheric parameters were obtained using the IRI-2016 model.

Results. A three-stage methodology for estimating communication reliability in a single-beam SWRC with Rician fading was developed; its results were compared with that under Nakagami fading. Dependencies were obtained to describe communication reliability in a single-beam SWRC during the day and at night on the selected operating frequency relative to the maximum applicable frequency and on the level of ionospheric diffusivity during Rician and Nakagami fading.

Conclusion. The conducted analysis showed that, at different levels of ionospheric diffusivity, communication reliability in a single-beam SWRC with Nakagami fading can be significantly overestimated (up to 12 %), compared to that under Rician fading.

Keywords: single-beam shortwave radio-frequency transmission channel, ionosphere, diffusivity, phase front fluctuations, fading, Rician distribution, Nakagami distribution, communication reliability

For citation: Pashintsev V. P., Belokon D. A., Koval S. A., Skorik A. D. Methodology for Estimating Communication Reliability in Shortwave Radio-Frequency Transmission Channels with Rician Fading Given Ionospheric Diffusivity. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 6, pp. 22–39. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-22-39

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

Acknowledgements. The work was carried out with the support of the Russian Science Foundation within the framework of project no. 22-21-00768.

Submitted 17.07.2022; accepted 31.10.2022; published online 29.12.2022

Введение. Известна [1, 2] методика оценки диолинии с одним дискретным лучом (модой) и надежности связи в коротковолновой (KB) радиодиффузным рассеянием волны на мелкомасштаб-

ных неоднородностях ионосферы в зависимости от выбора рабочей частоты с учетом сигнально-помеховой обстановки и диффузности ионосферы. В данной методике для описания интерференционных замираний принимаемого сигнала используется m -распределение Накагами. Помимо распределения Накагами для описания интерференционных замираний сигналов в однолучевой КВ-радиолинии (канале связи) широко используется распределение Райса, или обобщенное распределение Рэлея [3–10]. Однако, как показано в [5], применение распределения Накагами для аппроксимации замираний сигнала в КВ-канале связи дает хорошее совпадение с распределением Райса только в двух частных случаях: распределения Рэлея и полного отсутствия замираний. Известно [4, 5], что в КВ-канале связи распределение замираний амплитуды сигнала чаще всего описывается распределением не Накагами, а Райса (в 90 % всех случаев, включая случаи чисто рэлеевских замираний).

Целью статьи является разработка методики оценки надежности связи ($D_{св}$) в однолучевой коротковолновой радиолинии с райсовскими замираниями и сравнение ее результатов с надежностью связи при замираниях Накагами.

Известно [3], что надежность (вероятность) связи в КВ-радиолинии описывается как вероятность (P) того, что значение вероятности ошибки ($P_{ош}$) при приеме сигналов будет не хуже допустимого значения ($P_{ош.доп}$):

$$D_{св} = P(P_{ош} \leq P_{ош.доп}) = F\left[\frac{(\bar{Z} - Z_{доп})/\sigma_Z}{\sigma_Z}\right] = F(\Delta Z/\sigma_Z) = F(\xi), \quad (1)$$

где $F(\xi) = (\sqrt{2\pi})^{-1} \int_{-\infty}^{\xi} \exp(-0.5t^2) dt$ – функция

Лапласа; $\xi = (\bar{Z} - Z_{доп})/\sigma_Z = \Delta Z/\sigma_Z$; $\bar{Z}$ – среднее (медианное) отношение (превышение) сигнал/помеха (С/П) на входе приемника (ПРМ) в условиях замираний, равное отношению С/П при отсутствии замираний ($Z = \bar{Z}$), дБ; $Z_{доп}$ – допустимое превышение С/П на входе ПРМ, определяемое по функциональной зависимости $P_{ош} = P_{ош}(Z = \bar{Z})$ при допустимом значении ве-

роятности ошибки $P_{ош} = P_{ош.доп}$ в условиях замираний принимаемых сигналов, дБ; σ_Z – среднеквадратическое отклонение (СКО) превышения С/П из-за медленных замираний сигналов и помех (которое не зависит от рабочей частоты и в среднем за месяц составляет $\sigma_Z = 14$ дБ [3]).

Существующая методика оценки надежности в однолучевой КВ-радиолинии [1, 2] включает три этапа:

1) определение зависимости $\bar{Z} = \bar{Z}(f_0)$ среднего отношения С/П от выбора рабочей частоты f_0 ;

2) определение зависимости $Z_{доп} = Z_{доп}(f_0, \beta_{и}, P_{ош.доп})$ допустимого отношения С/П на входе ПРМ от рабочей частоты f_0 и уровня диффузности ионосферы $\beta_{и}$ (т. е. относительного значения СКО флуктуаций электронной концентрации в мелкомасштабных неоднородностях ионосферы), вызывающего замирания с m -распределением Накагами;

3) определение зависимости $D_{св}(f_0, \beta_{и}) = F[\Delta Z(f_0, \beta_{и})/\sigma_Z]$ надежности связи в КВ-радиолинии от выбора рабочей частоты f_0 с учетом возможного изменения разности $\Delta Z(f_0, \beta_{и}) = \bar{Z}(f_0) - Z_{доп}(f_0, \beta_{и}, P_{ош.доп})$ среднего и допустимого отношения С/П на входе ПРМ из-за изменения сигнально-помеховой обстановки, характеризуемой $\bar{Z}(f_0)$, и уровня диффузности ионосферы $\beta_{и}$, определяющей $Z_{доп}(f_0, \beta_{и}, P_{ош.доп})$.

Для достижения поставленной цели представляется целесообразным разработать методику оценки надежности в однолучевой КВ-радиолинии, включающую следующие этапы:

1) сравнительный анализ зависимости параметров замираний с распределением Райса $\gamma^2(f_0, \beta_{и})$ и Накагами $m(f_0, \beta_{и})$ от рабочей частоты f_0 и уровня диффузности ионосферы $\beta_{и}$;

2) определение зависимостей допустимого отношения С/П на входе ПРМ от рабочей частоты f_0 и уровня диффузности $\beta_{и}$ ионосферы при замираниях Райса и Накагами:

$$Z_{\text{доп}} = Z_{\text{доп}}(\gamma^2, P_{\text{ош. доп}}) = \\ = Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}}); \quad (2)$$

$$Z_{\text{доп}} = Z_{\text{доп}}(m, P_{\text{ош. доп}}) = \\ = Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}}); \quad (3)$$

3) оценка зависимости надежности связи в однолучевой КВ-радиолинии от выбора рабочей частоты f_0 и уровня диффузности $\beta_{\text{и}}$ ионосферы при замираниях Райса и Накагами:

$$D_{\text{св}} = F \left\{ \left[\bar{Z}(f_0) - Z_{\text{доп}}(\gamma^2, P_{\text{ош. доп}}) \right] / \sigma_Z \right\} = \\ = F \left\{ \left[\bar{Z}(f_0) - Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}}) \right] / \sigma_Z \right\}; \quad (4)$$

$$D_{\text{св}} = F \left\{ \left[\bar{Z}(f_0) - Z_{\text{доп}}(m, P_{\text{ош. доп}}) \right] / \sigma_Z \right\} = \\ = F \left\{ \left[\bar{Z}(f_0) - Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}}) \right] / \sigma_Z \right\}. \quad (5)$$

Сравнительный анализ зависимости параметров Райса и Накагами от рабочей частоты и уровня диффузности ионосферы. Основой для определения допустимого превышения С/П $Z_{\text{доп}}$ в методике [1, 2] является аналитическая зависимость $P_{\text{ош}}(h^2, m)$ вероятности ошибки при некогерентном приеме ортогональных сигналов с замираниями Накагами от отношения С/П (h^2) на входе приемника [3, 5]:

$$P_{\text{ош}} = 0.5 \left(\frac{2m}{h^2 + 2m} \right)^m, \quad (6)$$

где отношение С/П на входе приемника h^2 связано с величиной $\bar{Z}$ как $\bar{Z} = Z = 10 \lg h^2$. Параметр Накагами характеризует отношение квадрата средней мощности принимаемого сигнала $\bar{P}_r$ к дисперсии мгновенной мощности сигнала [5]:

$$m = (\bar{P}_r)^2 / [\overline{P_r^2} - (\bar{P}_r)^2]. \quad (7)$$

Параметр Накагами принимает значения в диапазоне $m = 0.5 \dots \infty$. Значение $m = \infty$ соответствует случаю отсутствия замираний; $m = 1$ – случаю рэлеевских замираний; $m = 0.5$ – случаю односторонне-нормальных замираний. Входящая в (7) средняя мощность принимаемого сигнала $\bar{P}_r$ в диапазоне значе-

ний $m = 1 \dots \infty$ определяется совокупностью ее регулярной P_r и флуктуационной $P_{\text{ф}}$ составляющих и равна мощности принимаемого сигнала при отсутствии замираний P_0 (что обеспечивает равенство $Z = \bar{Z}$ отношений С/П при наличии и отсутствии замираний) [5, 11]:

$$\bar{P}_r = P_r + P_{\text{ф}} = \alpha_p^2 P_0 + 2\sigma^2 P_0 = \\ = P_0 (\alpha_p^2 + 2\sigma^2) = P_0, \quad (8)$$

где α_p^2 и $2\sigma^2$ – регулярная и флуктуационная составляющие коэффициента передачи канала связи с замираниями. Согласно (8) сумма $\alpha_p^2 + 2\sigma^2 = 1$ для обеспечения равенства $\bar{P}_r = P_0$.

Для КВ-каналов связи эти составляющие определяются методами моделирования транс-ионосферных каналов связи с мелкомасштабными неоднородностями на основе радиофизического метода фазового экрана. Их значения зависят от дисперсии флуктуаций фазового фронта отраженной волны $\sigma_{\text{ф}}^2$ на выходе неоднородной ионосферы как [10–12]

$$\alpha_p^2 = \exp(-\sigma_{\text{ф}}^2); \quad (9)$$

$$2\sigma^2 = 1 - \exp(-\sigma_{\text{ф}}^2), \quad (10)$$

где

$$\sigma_{\text{ф}}^2(f_0, \beta_{\text{и}}) = \\ = \sqrt{\pi} \cdot r_0 L_3 \left(\pi f_0 \beta_{\text{и}} / (c K_s^2 \sec^2 \varphi_0) \right)^2, \quad (11)$$

где $r_0 = 200 \dots 500$ м – характерный (средний) размер мелкомасштабных ионосферных неоднородностей; L_3 – эквивалентный однородный путь волны в слое F_2 ионосферы (зависящий от его критической частоты f_{F_2} , высоты нижней границы h_0 , максимума ионизации $h_{\text{мах}}$, дальности радиосвязи d); c – скорость света; K_s – поправочный коэффициент на сферичность Земли и ионосферы; φ_0 – угол падения волны на нижнюю границу h_0 отражающего слоя F ионосферы.

Анализ (11) показывает, что величина $\sigma_{\text{ф}}$ прямо пропорционально зависит от выбора ра-

бочей частоты f_0 и уровня диффузности ионосферы, который может изменяться в очень широких пределах [1]: $\beta_{\text{и}} = 10^{-3} \dots 10^{-1}$. Входящие в (11) параметры $L_{\text{э}}$, K_s , φ_0 тоже зависят от f_0 . Более детальное описание этих функциональных зависимостей приведено в [10].

В табл. 1 представлены значения критической частоты слоя ионосферы F_2 и высоты максимума ионизации h_{max} , полученные с помощью модели IRI-2016 [13], для координат точки отражения волны от ионосферы 56.84 с. ш., 53.78 в. д. при организации связи 8 августа 2019 г.

На рис. 1 представлен график зависимости $\sigma_{\varphi}(f_0)$ СКО флуктуаций фазового фронта отраженной волны σ_{φ} на выходе неоднородной ионосферы от выбора рабочей частоты f_0 при дальности радиосвязи $d = 2000$ км в разное время суток: *a* – полночь (00:00); *б* – полдень (12:00).

Табл. 1. Параметры ионосферы, полученные с использованием модели IRI-2016

Tab. 1. Ionospheric parameters obtained using the IRI-2016 model

Время суток ($t_{\text{отп}}$), ч	0:00	12:00
Критическая частота (f_{F_2}), МГц	4.004	4.928
Высота максимума ионизации (h_{max}), км	350.6	302.4

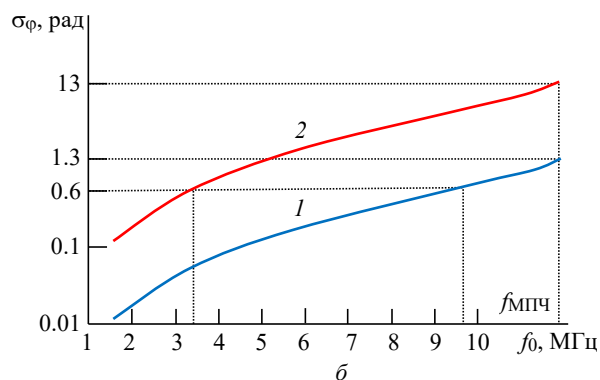
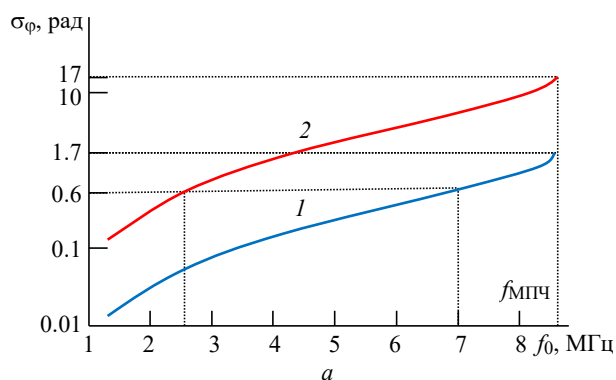


Рис. 1. Зависимости СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы от выбора рабочей частоты при уровне диффузности $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (1) и $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (2) для разного времени суток: *a* – 00:00; *б* – 12:00

Fig. 1. Dependencies of the phase front root-mean-squared fluctuations (RMSF) at the output of an inhomogeneous ionosphere on the selected operating frequency at the diffusivity level $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (1) and $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (2) for different times of the day: *a* – 00:00; *б* – 12:00

Значения σ_{φ} при разных значениях f_0 рассчитаны по (11) при нормальной (невозмущенной) ионосфере, когда $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (линия 1), и возмущенной (диффузной) ионосфере, когда $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (линия 2), для исходных данных, представленных в табл. 1, и значениях $r_0 = 200$ м, $K_s \approx 1$.

Методика расчета частотных зависимостей $L_{\text{э}}(f_0)$, $\varphi_0(f_0)$ и $\sigma_{\varphi}(f_0)$ подробно изложена в [10].

Анализ рис. 1, *a* показывает, что в ночное время при нормальной ионосфере (линия 1), дисперсия флуктуаций фазового фронта с увеличением рабочей частоты f_0 плавно возрастает и на максимально применимой частоте (МПЧ) $f_{\text{МПЧ}} = 8.6$ МГц составляет $\sigma_{\varphi} \approx 1.7$ рад. При возмущенной ионосфере (линия 2) значение σ_{φ} с увеличением рабочей частоты резко возрастает и при МПЧ достигает $\sigma_{\varphi} \approx 17$ рад.

Для обеспечения неизменного значения СКО флуктуаций фазового фронта отраженной волны на выходе неоднородной ионосферы (11) $\sigma_{\varphi} \sim f_0 \beta_{\text{и}}$ при возрастании уровня диффузности $\beta_{\text{и}}$ ионосферы необходимо пропорционально уменьшить рабочую частоту f_0 (а точнее, ее отношение к МПЧ $f_0/f_{\text{МПЧ}}$). Например, для поддержания $\sigma_{\varphi} = 0.6$ рад в ночное время (рис. 1, *a*)

необходимо выбрать $f_0 \approx 0.8 f_{\text{МПЧ}} \approx 7$ МГц при нормальной ионосфере ($\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$, линия 1), а при возрастании уровня диффузности до $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (линия 2) необходимо уменьшить рабочую частоту до $f_0 \approx 0.3 f_{\text{МПЧ}} \approx 2.6$ МГц.

В дневное время рис. 1, б при $f_{\text{МПЧ}} = 11.9$ МГц и нормальной ионосфере ($\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$, линия 1) дисперсия флуктуаций фазового фронта составляет $\sigma_{\varphi} \approx 1.3$ рад. При возмущенной ионосфере ($\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$, линия 2) на МПЧ значение σ_{φ} достигает 13 рад. Для обеспечения неизменного значения СКО флуктуаций фазового фронта отраженной волны на выходе неоднородной ионосферы $\sigma_{\varphi} = 0.6$ рад необходимо выбрать $f_0 \approx 0.8 f_{\text{МПЧ}} \approx 9.7$ МГц при нормальной ионосфере ($\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$, линия 1), а при возрастании уровня диффузности до $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (линия 2) необходимо уменьшить рабочую частоту до $f_0 \approx 0.3 f_{\text{МПЧ}} \approx 3.4$ МГц.

Параметр Накагами m (7) можно выразить через дисперсию флуктуаций фазового фронта отраженной волны σ_{φ}^2 на выходе неоднородной ионосферы (11) следующим образом. Известно [14], что m – параметр в трансionoсферном канале связан обратно пропорциональной зависимостью с индексом мерцаний (сцинтилляции) принимаемых сигналов $S_4^2 = 1/m$. Индекс мерцаний определяется через регулярную составляющую (9) $\alpha_p^2 = \exp(-\sigma_{\varphi}^2)$ коэффициента передачи канала связи с замираниями согласно выражению $S_4^2 = 1 - (\alpha_p^2)^2$ [15]. Отсюда следует искомая зависимость

$$m(f_0, \beta_{\text{и}}) = 1/S_4^2 = \left[1 - (\alpha_p^2)^2\right]^{-1} = \left\{1 - \exp\left[-2\sigma_{\varphi}^2(f_0, \beta_{\text{и}})\right]\right\}^{-1}. \quad (12)$$

Анализ (12) показывает, что в частном случае отсутствия флуктуаций фазового фронта отраженной волны ($\sigma_{\varphi}^2 = 0$) на выходе неоднородной ионосферы параметр $m \rightarrow \infty$, что характерно в случае отсутствия замираний. При значительных

флуктуациях фазового фронта отраженной волны ($\sigma_{\varphi}^2 \gg 1$) на выходе ионосферы параметр $m = 1$, что характерно в случае рэлеевских замираний принимаемого сигнала.

Известно [6], что в однолучевой (т. е. с одной модой) КВ-радиолинии при выборе рабочей частоты f_0 , близкой $f_{\text{МПЧ}}$, когда их отношение $f_0/f_{\text{МПЧ}} > 0.9$, наблюдается рэлеевское распределение замираний амплитуды принимаемого сигнала. При выборе рабочей частоты меньше МПЧ, когда $f_0/f_{\text{МПЧ}} < 0.9$, глубина замираний принимаемых сигналов уменьшается и описывается райсовским (обобщенным рэлеевским) законом распределения. Известно выражение для вероятности ошибки при оптимальном некогерентном приеме ортогональных сигналов с райсовскими замираниями [3, 5]:

$$P_{\text{ош}} = \frac{\gamma^2 + 1}{h^2 + 2(\gamma^2 + 1)} \exp\left[-\frac{\gamma^2 h^2}{h^2 + 2(\gamma^2 + 1)}\right], \quad (13)$$

где γ^2 – параметр распределения Райса ($0 \leq \gamma^2 \leq \infty$), который характеризует отношение регулярной (9) и флуктуационной (10) составляющих замираний и зависит от выбора рабочей частоты f_0 и уровня диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}}$ через величину дисперсии флуктуаций фазы отраженной волны (11) на выходе неоднородной ионосферы как [10, 15]

$$\gamma^2(f_0, \beta_{\text{и}}) = \alpha_p^2 / (2\sigma^2) = \left\{\exp\left[\sigma_{\varphi}^2(f_0, \beta_{\text{и}})\right] - 1\right\}^{-1}. \quad (14)$$

Анализ (9), (10) и (14) показывает, что в частном случае отсутствия флуктуаций фазового фронта отраженной волны ($\sigma_{\varphi}^2 = 0$) на выходе ионосферы флуктуационная составляющая замираний отсутствует ($2\sigma^2 = 0$, при $\alpha_p^2 = 1$) и параметр $\gamma^2 = \alpha_p^2 / (2\sigma^2) \rightarrow \infty$, что характерно при отсутствии замираний. При значительных флуктуациях фазового фронта отраженной волны ($\sigma_{\varphi}^2 \sim 1$) на выходе ионосферы и отсутствии

регулярной составляющей замираний ($\alpha_p^2 = 0$) параметр $\gamma^2 = 0$, что характерно в случае рэле-евских замираний принимаемого сигнала.

Параметры распределения Накагами и Райса связаны между собой известной зави-симостью [5]

$$m = \frac{(1 + \gamma^2)^2}{1 + 2\gamma^2} = 1 + \frac{\gamma^4}{1 + 2\gamma^2}. \quad (15)$$

На рис. 2 представлены графики зависимо-сти параметров Накагами m и Райса γ^2 от СКО флуктуаций фазового фронта отраженной волны на выходе неоднородной ионосферы σ_φ , построенные в соответствии с (12) и (14).

В табл. 2 приведено соответствие пара-метров Райса и Накагами принимаемых сиг-налов в КВ-радиолинии трем значениям СКО флуктуаций фазового фронта отраженной вол-ны на выходе неоднородной ионосферы со-гласно выражениям (12), (14), (15) и рис. 2.

Таким образом, приведенные выражения

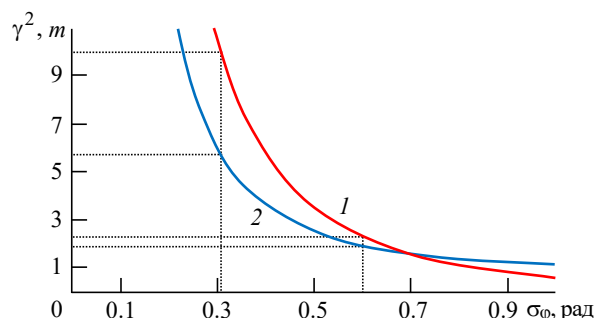


Рис. 2. Зависимости параметров Райса (1) и Накагами (2) от СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы

Fig. 2. Dependencies of Rician (1) and Nakagami (2) parameters on the phase front RMSF at the output of an inhomogeneous ionosphere

Табл. 2. Соответствие параметров Райса и Накагами значениям СКО флуктуаций фазового фронта выходной волны

Tab. 2. Correspondence of the Rician and Nakagami parameters to the phase front RMSF of the output wave

СКО флуктуаций фазы (σ_φ)	Параметр Райса (γ^2)	Параметр Накагами (m)
0.31	10	5.8
0.6	2.2	1.9
3.16	0	1

(11), (12), (14) и графики на рис. 1 и 2 устанавли-вают искомые для первого этапа разрабаты-ваемой методики зависимости параметров Райса $\gamma^2(f_0, \beta_{\text{и}})$ и Накагами $m(f_0, \beta_{\text{и}})$ от рабочей частоты и уровня диффузности ионосферы.

Определение зависимости допустимого отношения С/П от рабочей частоты и уровня диффузности ионосферы при замираниях Райса и Накагами. На рис. 3 представлены графики зависимости (13) $P_{\text{ош}}(h^2, \gamma^2)$ вероят-ности ошибки от отношения С/П и параметра Райса при трех его значениях, приведенных в табл. 2: $\gamma^2 = 0$ (линия 1); $\gamma^2 = 2.2$ (линия 2); $\gamma^2 = 10$ (линия 3). Для сравнения на рис. 3 при-ведены зависимости (6) $P_{\text{ош}}(h^2, m)$ вероятно-сти ошибки от отношения С/П и параметра Накагами при трех его значениях, соответствую-щих (табл. 2) значениям параметра Райса: $m = 1$ (линия 1_m , которая совпадает с линией 1); $m = 1.9$ (штриховая линия 2_m); $m = 5.8$ (штри-ховая линия 3_m).

Анализ приведенных зависимостей на рис. 3 показывает, что графики зависимостей $P_{\text{ош}}(h^2, \gamma^2)$ и $P_{\text{ош}}(h^2, m)$ будут совпадать только при значениях $\gamma^2 = 0$ (линия 1) и $m = 1$ (линия 1_m), характерных для наиболее глубо-ких рэлеевских замираний в канале связи. При двух других парах соответствующих значений параметров Райса и Накагами ($\gamma^2 = 2.2$ и $m = 1.9$; $\gamma^2 = 10$ и $m = 5.8$) графики зависимо-стей $P_{\text{ош}}(h^2, \gamma^2)$ и $P_{\text{ош}}(h^2, m)$, представлен-ные линиями 2 и 2_m , а также 3 и 3_m , будут раз-личаться. Наибольшее отличие будет наблюдат-ся между ходом линий 2 и 2_m , что обусловит наибольшую разницу допустимых значений С/П $h^2 = h_{\text{доп}}^2$ при распределениях Райса и Накагами для обеспечения одинаковой допустимой вероят-ности ошибки $P_{\text{ош}} = P_{\text{ош. доп}}$.

В соответствии с рис. 3 по мере увеличения параметров γ^2 и m допустимые превышения

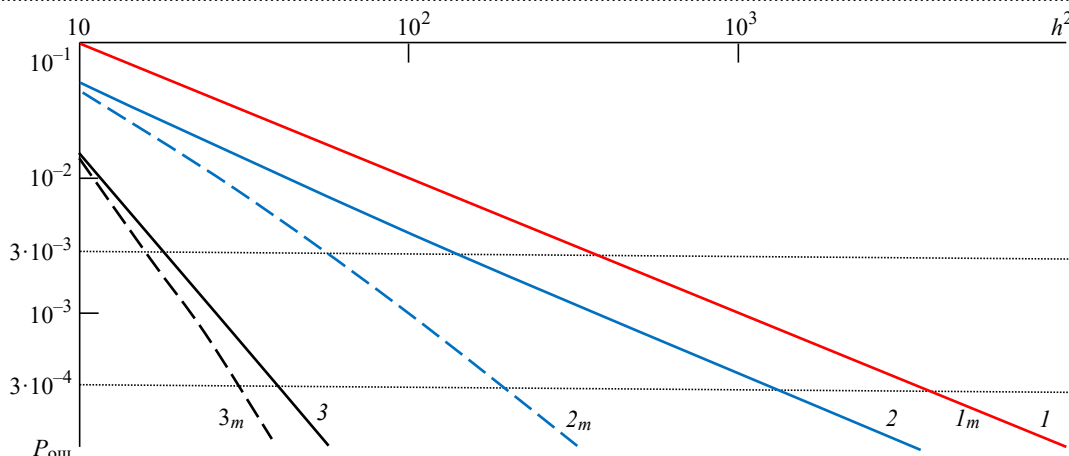


Рис. 3. Зависимости $P_{\text{ош}}(h^2, \gamma^2)$ и $P_{\text{ош}}(h^2, m)$ при трех парах соответствующих значений параметров Райса и Накагами:

$$1 - \gamma^2 = 0; 1_m - m = 1; 2 - \gamma^2 = 2.2; 2_m - m = 1.9; 3 - \gamma^2 = 10; 3_m - m = 5.8$$

Fig. 3. Dependencies $P_{\text{ош}}(h^2, \gamma^2)$ and $P_{\text{ош}}(h^2, m)$ for three pairs of corresponding values of Rician and Nakagami parameters:

$$1 - \gamma^2 = 0; 1_m - m = 1; 2 - \gamma^2 = 2.2; 2_m - m = 1.9; 3 - \gamma^2 = 10; 3_m - m = 5.8$$

С/П $Z = 10 \lg h^2 = 10 \lg h_{\text{доп}}^2 = Z_{\text{доп}}$ для обеспечения допустимой в КВ-каналах вероятности ошибки [4] $P_{\text{ош}} = P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-3}$ будут принимать значения, приведенные в табл. 3. Здесь же приведены значения $h_{\text{доп}}^2$ и $Z_{\text{доп}}$ при уменьшенном значении $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$.

Согласно табл. 3 при $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-3}$ наибольшая разность допустимых отношений С/П при замираниях Райса и Накагами составляет всего $\Delta Z_{\text{доп}} = 21 - 17.2 = 3.8$ дБ и обеспечивается при $\gamma^2 = 2.2$ и $m = 1.9$. Согласно табл. 2

такие параметры замираний Райса и Накагами будут наблюдаться при СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе ионосферы $\sigma_{\phi} = 0.6$ рад. Анализ рис. 3 с учетом роста современных требований к уменьшению допустимой вероятности ошибки в системах КВ-связи до $P_{\text{ош. доп}} = 10^{-3} \dots 10^{-4}$ [16] показывает, что разность допустимых отношений С/П $\Delta Z_{\text{доп}}$ может существенно возрасти. Например, согласно рис. 3 и табл. 3 с уменьшением $P_{\text{ош. доп}}$ до $3 \cdot 10^{-4}$ наибольшая разность допустимых отношений С/П, полученных с применением распре-

Табл. 3. Соответствие параметров Райса и Накагами допустимым превышениям С/П

$$h_{\text{доп}}^2 (Z_{\text{доп}}, \text{дБ}) \text{ при } P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ и } P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$$

Tab. 3. Correspondence of the Rician and Nakagami parameters under the permissible excess of the signal-to-noise ratio

$$h_{\text{доп}}^2 (Z_{\text{доп}}, \text{дБ}) \text{ at } P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ and } P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$$

Параметр Райса (γ^2)	Допустимое превышение С/П ($h_{\text{доп}}^2 (Z_{\text{доп}})$), дБ	Параметр Накагами (m)	Допустимое превышение С/П ($h_{\text{доп}}^2 (Z_{\text{доп}})$), дБ	$\Delta Z_{\text{доп}}$
$P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-3}$				
0	331 (25.2)	1	331 (25.2)	0
2.2	126 (21)	1.9	53 (17.2)	3.8
10	17.8 (12.5)	5.8	16.2 (12.1)	0.4
$P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$				
0	3311 (35.2)	1	3311 (35.2)	0
2.2	1212 (30.8)	1.9	189 (22.8)	8
10	39 (15.9)	5.8	29.5 (14.7)	1.2

делений Райса и Накагами при $\sigma_\varphi = 0.6$ (когда $\gamma^2 = 2.2$ и $m = 1.9$), возрастает до $\Delta Z_{\text{доп}} = 8$ дБ.

В дальнейшем при оценках допустимых отношений С/П ($Z_{\text{доп}}$) и надежности связи ($D_{\text{св}}$) в КВ-радиолинии будем считать, что допустимая вероятность ошибки составляет $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$.

Отметим, что аналитическое выражение для определения допустимого превышения С/П $Z_{\text{доп}} = 10 \lg h_{\text{доп}}^2$ известно только для случая замираний Накагами. Оно определяется на основе зависимости (6) $P_{\text{ош}}(h^2, m)$ при $P_{\text{ош}} = P_{\text{ош. доп}}$ в виде [1–3]

$$Z_{\text{доп}} = 10 \lg \left[2m(2P_{\text{ош. доп}})^{-1/m} - 1 \right]. \quad (16)$$

При райсовском распределении замираний на основе более сложной формулы (13) для $P_{\text{ош}}(h^2, \gamma^2)$ невозможно получить точное аналитическое выражение для определения зависимости $Z_{\text{доп}} = 10 \lg h_{\text{доп}}^2$ от $P_{\text{ош. доп}}$ и параметра γ^2 . Однако $Z_{\text{доп}}$ можно приближенно определить из (13) $P_{\text{ош}}(h^2, \gamma^2)$ с помощью численных методов, встроенных в пакет прикладных программ MatLab [17].

На рис. 4 приведены графики зависимости

$Z_{\text{доп}}(\gamma^2, P_{\text{ош. доп}})$, полученные при $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$ с помощью численных методов (кривая 1), и зависимости $Z_{\text{доп}}(m, P_{\text{ош. доп}})$, полученные (кривая 2) с помощью (16), при различных значениях параметров Райса и Накагами.

Анализ графиков (рис. 4) показывает, что в случае рэлеевских замираний, когда $\gamma^2 = 0$, $m = 1$, значения допустимого превышения С/П будут примерно одинаковы $Z_{\text{доп}} \approx 35$ дБ, а по мере увеличения параметров Райса и Накагами значения $Z_{\text{доп}}$ будут сначала расходиться, а при $\gamma^2 \rightarrow \infty$, $m \rightarrow \infty$ – снова сближаться.

При параметре Райса $\gamma^2 = 2.2$ допустимое отношение С/П будет равно $Z_{\text{доп}} \approx 30.8$ дБ, а при соответствующем значении параметра Накагами $m = 1.9$ допустимое отношение С/П будет равно $Z_{\text{доп}} \approx 22.8$ дБ. Следовательно, значение допустимого отношения С/П, полученное при распределении Райса, будет выше, чем при распределении Накагами на $\Delta Z_{\text{доп}} \approx 30.8 - 22.8 = 8$ дБ (что соответствует данным табл. 3).

При параметре Райса $\gamma^2 = 10$ допустимое отношение С/П будет равно $Z_{\text{доп}} \approx 15.9$ дБ, а при соответствующем значении параметра Накагами $m = 5.8$ допустимое отношение С/П

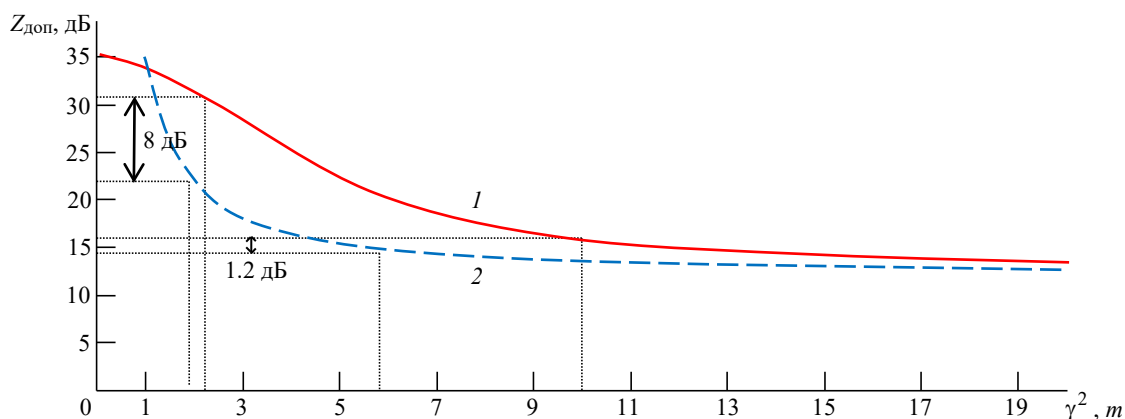


Рис. 4. Зависимости $Z_{\text{доп}}$ при $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$ от параметров Райса (1) и Накагами (2)

Fig. 4. The dependence of the permissible excess of signal-to-noise ratio $Z_{\text{доп}}$ at $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$ on the Rician (1) and Nakagami (2) parameter

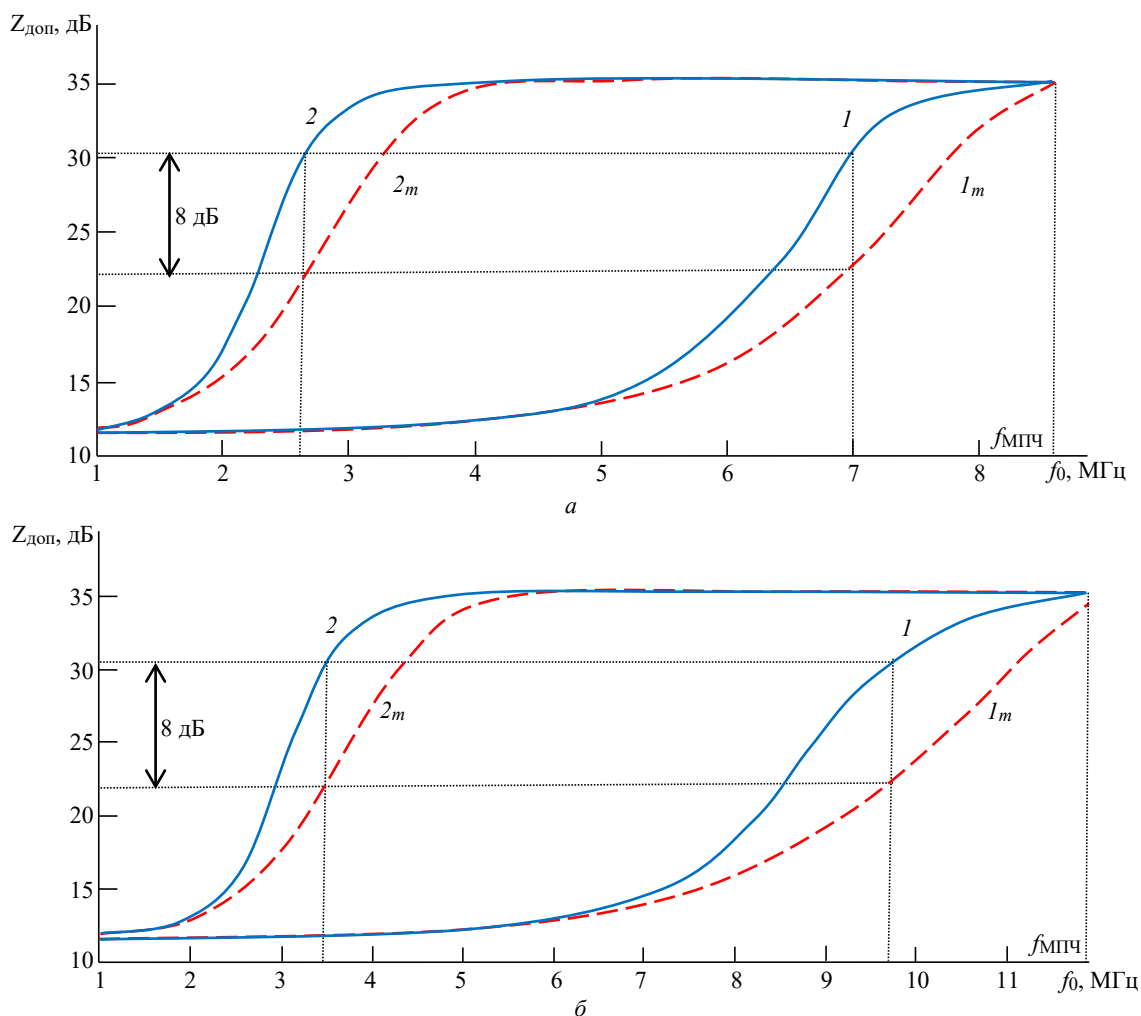


Рис. 5. Зависимости $Z_{\text{доп}}(f_0)$ при замираниях Райса, обусловленных слабой $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (1) и сильной $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (2) диффузностью, и замираниях Накагами при $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (1_m) и $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (2_m) в разное время суток: а – 00:00; б – 12:00

Fig. 5. Dependences $Z_{\text{доп}}(f_0)$ at different times of the day under Rician fading due to weak $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (1) and strong $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (2) diffusivity, and Nakagami fading at $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (1_m) and $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (2_m): а – 00:00; б – 12:00

$Z_{\text{доп}} \approx 14.7$ дБ. При этом значение допустимого отношения С/П при распределении Райса будет выше, чем при распределении Накагами на $\Delta Z_{\text{доп}} \approx 15.9 - 14.7 = 1.2$ дБ (что соответствует данным табл. 3).

На основе приведенных на рис. 4, 2 и 1 зависимостей $Z_{\text{доп}}(\gamma^2, P_{\text{ош. доп}})$, $\gamma^2(\sigma_{\text{ф}})$ и $\sigma_{\text{ф}}(f_0, \beta_{\text{и}})$ на рис. 5 сплошными линиями представлены графики зависимости $Z_{\text{доп}}(f_0)$ при $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$ от выбора рабочей частоты в одноручевой КВ-радиолнии с райсовскими за-

мираниями в разное время суток (а – 00:00 и б – 12:00) при различной диффузности ионосферы: слабой $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (кривая 1) и сильной $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (кривая 2).

На этом же рис. 5 штриховыми линиями представлены графики зависимости $Z_{\text{доп}}(f_0)$ при $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$, построенные на основе зависимости (рис. 4) $Z_{\text{доп}}(m, P_{\text{ош. доп}})$ и частотной зависимости (11), (12) параметра Накагами $m(f_0, \beta_{\text{и}})$ для разного времени суток (а – 00:00 и б – 12:00) и при различной диффузно-

сти ионосферы: слабой $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (кривая I_m) и сильной $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (кривая 2_m).

Анализ графиков (рис. 5) показывает, что значение $Z_{\text{доп}}$, полученное по распределениям Райса и Накагами при $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$ в ночное и дневное время, будет изменяться в интервале от 12 до 35 дБ. Наибольшая разница между значениями $Z_{\text{доп}}$, полученными по распределениям Райса и Накагами в ночное время (рис. 5, а) при нормальной ионосфере со слабой диффузностью $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (кривая 1 и кривая I_m), наблюдается на рабочей частоте $f_0 \approx 7$ МГц (которая близка к $f_{\text{МПЧ}} \approx 8.6$ МГц и составляет $f_0 \approx 0.8 f_{\text{МПЧ}}$). Разница между указанными значениями составляет $\Delta Z_{\text{доп}} \approx 8$ дБ и определяется следующим образом.

Согласно рис. 1, а ночью при слабой диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (кривая 1) и выборе рабочей частоты $f_0 \approx 7$ МГц обеспечивается СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы $\sigma_{\text{ф}} \approx 0.6$ рад. При таком значении $\sigma_{\text{ф}}$ согласно рис. 2 параметры замираний Райса и Накагами принимают значения $\gamma^2 \approx 2.2$ и $m \approx 1.9$. При указанных параметрах замираний согласно рис. 4 допустимые превышения С/П для обеспечения допустимой вероятности ошибки $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$ в КВ-радиолинии составляют $Z_{\text{доп}} \approx 30.8$ дБ при замираниях Райса и $Z_{\text{доп}} \approx 22.8$ дБ при замираниях Накагами, а их разница составляет $\Delta Z_{\text{доп}} \approx 30.8 - 22.8 = 8$ дБ.

Такая же наибольшая разница $\Delta Z_{\text{доп}} \approx 8$ дБ наблюдается при возмущенной ионосфере с сильной диффузностью $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$. В соответствии с рис. 1, а ночью при увеличении уровня диффузности до $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (кривая 2) для обеспечения СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы $\sigma_{\text{ф}} \approx 0.6$ рад согласно зависимости (11) $\sigma_{\text{ф}} \sim f_0 \beta_{\text{и}}$ необходимо выбрать более низкое значение рабочей частоты $f_0 \approx 2.6$ МГц (т. е.

$f_0 \approx 0.3 f_{\text{м}}$ относительно $f_{\text{МПЧ}} \approx 8.6$ МГц). При таком значении $\sigma_{\text{ф}}$ согласно рис. 2 параметры замираний Райса и Накагами принимают значения $\gamma^2 \approx 2.2$ и $m \approx 1.9$. При указанных параметрах замираний согласно рис. 4 допустимые превышения С/П для обеспечения допустимой вероятности ошибки $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$ в КВ-радиолинии составляют $Z_{\text{доп}} \approx 30.8$ дБ при замираниях Райса и $Z_{\text{доп}} \approx 22.8$ дБ при замираниях Накагами.

В дневное время рис. 5, б примерно такая же наибольшая разница $\Delta Z_{\text{доп}} \approx 8$ дБ сохраняется при слабой диффузности $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ ионосферы (кривая 1 и кривая I_m) и выборе рабочей частоты $f_0 \approx 9.7$ МГц, а при сильной диффузности $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ ионосферы (кривая 2 и кривая 2_m) – при выборе рабочей частоты $f_0 \approx 3.4$ МГц. Это обусловлено тем, что на указанных частотах согласно рис. 1, б обеспечивается значение $\sigma_{\text{ф}} \approx 0.6$ рад.

Следует отметить, что при более низких (традиционных) требованиях к допустимой вероятности ошибки $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-3}$ в КВ-радиолинии анализ аналогичных рис. 5 графиков зависимости $Z_{\text{доп}}(f_0)$ показывает, что наибольшая разница $\Delta Z_{\text{доп}}$ между допустимыми превышениями С/П ($Z_{\text{доп}}$), полученными по распределениям Райса и Накагами, будет наблюдаться примерно на тех же рабочих частотах (в дневное время суток на $f_0 \approx 9$ МГц и 3 МГц, а в ночное время на $f_0 \approx 7$ МГц и 3.5 МГц). Однако само значение наибольшей разницы между допустимыми превышениями С/П по распределениям Райса и Накагами будет существенно меньше: $\Delta Z_{\text{доп}} \approx 3.8$ дБ (что соответствует данным табл. 3), чем при повышенных требованиях к допустимой вероятности ошибки $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$, когда $\Delta Z_{\text{доп}} \approx 8$ дБ.

Таким образом, на основе полученных на первом этапе методики зависимостей $\gamma^2(f_0, \beta_{\text{и}})$, $m(f_0, \beta_{\text{и}})$ и известных зависи-

мостей $P_{\text{ош}}(h^2, \gamma^2)$ и $P_{\text{ош}}(h^2, m)$ (см. рис. 3) установлены искомые (2), (3) зависимости $Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})$ допустимого отношения С/П на входе ПРМ от рабочей частоты f_0 и уровня диффузности $\beta_{\text{и}}$ ионосферы при замираниях Райса и Накагами в различное время суток, приведенные на рис. 5.

Оценка зависимости надежности связи от выбора рабочей частоты и диффузности ионосферы при замираниях Райса и Накагами. Очевидно, что увеличение допустимого превышения С/П $Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})$ при $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$ в однолучевой КВ-радиолинии с замираниями Райса $\gamma^2(f_0, \beta_{\text{и}})$ на величину $\Delta Z_{\text{доп}} \approx 8$ дБ по сравнению с замираниями Накагами $m(f_0, \beta_{\text{и}})$ может существенно повлиять на уменьшение разности $\Delta Z(f_0, \beta_{\text{и}}) = \bar{Z}(f_0) - Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})$, определяющей надежность связи $D_{\text{св}}(f_0, \beta_{\text{и}}) = F[\Delta Z(f_0, \beta_{\text{и}})/\sigma_Z]$ (1), (4), (5). Для решения этой задачи необходимо знать зависимость среднего отношения С/П от выбора рабочей частоты $\bar{Z}(f_0)$. На рис. 6 представлены известные [1] графики $\bar{Z}(f_0)$ для разного времени суток (00:00; 12:00).

На основе зависимостей $\bar{Z}(f_0)$ (рис. 6) и $Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})$ (рис. 5) на рис. 7 представлены графики зависимости надежности связи $D_{\text{св}}(f_0)$ в однолучевой КВ-радиолинии от выбора рабочей частоты, построенные согласно (1), (4), (5): $D_{\text{св}}(f_0, \beta_{\text{и}}) = F\left\{\left[\bar{Z}(f_0) - Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})\right]/\sigma_Z\right\}$ при $\sigma_Z = 14$ дБ для разного времени суток ($a - 00:00$; $b - 12:00$).

На рис. 7 сплошными линиями представлены графики зависимости надежности связи $D_{\text{св}}(f_0)$ при $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$ в однолучевой

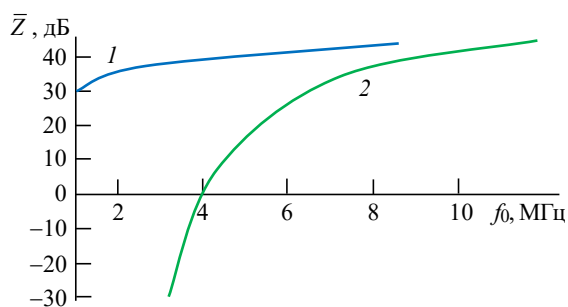


Рис. 6. Зависимость $\bar{Z}(f_0)$ среднего отношения сигнал/помеха от выбора рабочей частоты $\bar{Z}(f_0)$ в разное время суток: 1 – 00:00; 2 – 12:00

Fig. 6. Dependence $\bar{Z}(f_0)$ of the average signal-to-noise ratio on the selected operating frequency f_0 at different times of the day: 1 – 00:00; 2 – 12:00

КВ-радиолинии с райсовскими замираниями в разное время суток ($a - 00:00$; $b - 12:00$) от выбора рабочей частоты f_0 при различном уровне диффузности ионосферы: слабой $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (кривая 1) и сильной $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (кривая 2).

На рис. 7 штриховыми линиями представлены графики зависимости надежности связи $D_{\text{св}}(f_0)$ при $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$ в однолучевой КВ-радиолинии с замираниями Накагами от выбора рабочей частоты при различном уровне диффузности ионосферы: слабой $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (кривая 1_m) и сильной $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (кривая 2_m).

Согласно рис. 1, a ночью при слабой диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (кривая 1) и выборе рабочей частоты $f_0 \approx 7$ МГц обеспечивается СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы $\sigma_{\varphi} \approx 0.6$ рад. При таком значении σ_{φ} согласно рис. 2 параметры замирания Райса и Накагами принимают значения $\gamma^2 \approx 2.2$ и $m \approx 1.9$. При указанных параметрах замирания согласно рис. 4 допустимые превышения С/П для обеспечения допустимой вероятности ошибки $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$ в КВ-радиолинии составляют $Z_{\text{доп}} \approx 30.8$ дБ при замираниях Райса и $Z_{\text{доп}} \approx 22.8$ дБ при замираниях Накагами, а их разница составляет $\Delta Z_{\text{доп}} \approx 30.8 - 22.8 = 8$ дБ.

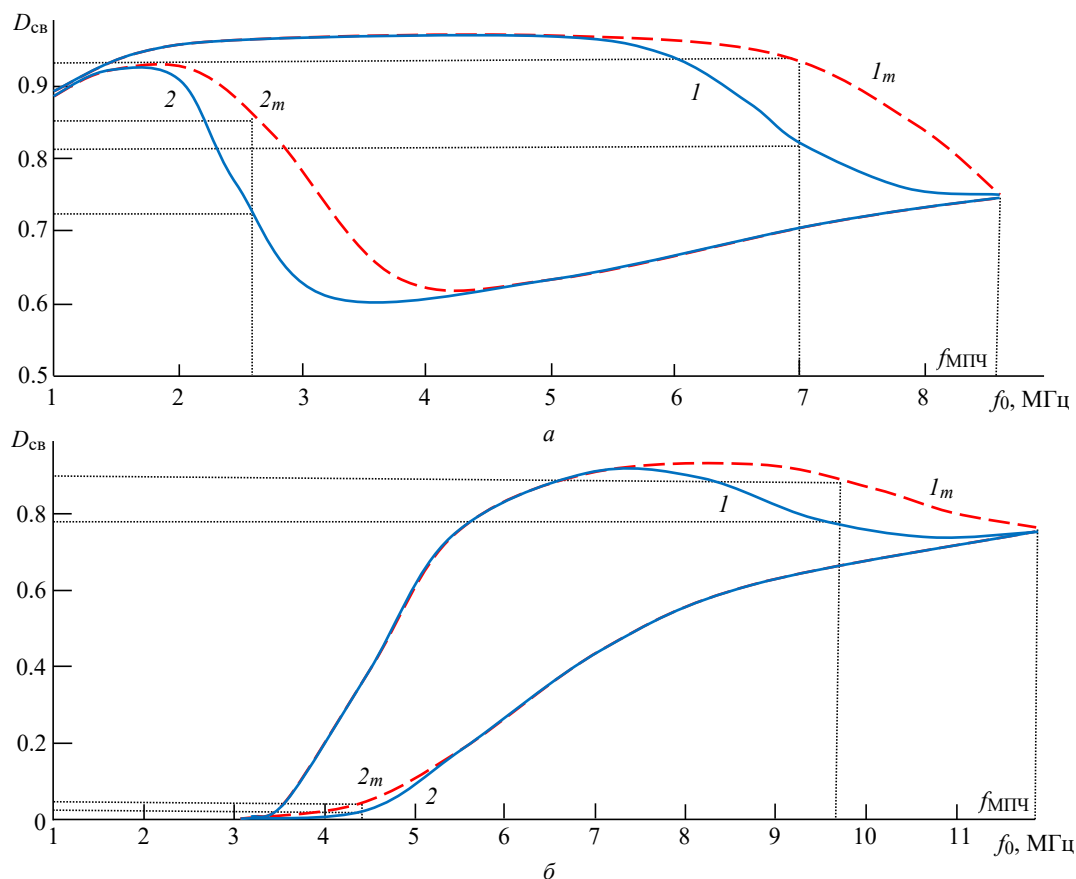


Рис. 7. Зависимости $D_{св}(f_0)$ при замираниях Райса, обусловленных слабой $\beta_{и} = 5 \cdot 10^{-3}$ (1) и сильной $\beta_{и} = 5 \cdot 10^{-2}$ (2) диффузностью, и замираниях Накагами при $\beta_{и} = 5 \cdot 10^{-3}$ (I_m) и $\beta_{и} = 5 \cdot 10^{-2}$ (2_m) в разное время суток: а – 00:00; б – 12:00

Fig. 7. Dependencies $D_{св}(f_0)$ at different times of the day under Rician fading due to weak $\beta_{и} = 5 \cdot 10^{-3}$ (1) and strong $\beta_{и} = 5 \cdot 10^{-2}$ (2) diffusivity, and Nakagami fading at $\beta_{и} = 5 \cdot 10^{-3}$ (I_m) and $\beta_{и} = 5 \cdot 10^{-2}$ (2_m): а – 00:00; б – 12:00

Анализ рис. 7, а показывает, что ночью при слабой диффузности ионосферы $\beta_{и} = 5 \cdot 10^{-3}$ надежность связи в однолучевой КВ-радиолинии с замираниями Накагами (кривая I_m) может быть существенно завышена по сравнению с замираниями Райса (кривая 1). При этом разница между значениями надежности связи, полученными с помощью распределений Райса и Накагами, зависит от выбора рабочей частоты f_0 и практически отсутствует на МПЧ ($f_0 \approx f_{МПЧ} = 8.6$ МГц) и при $f_0 < 0.6f_{МПЧ} \approx 5$ МГц. Максимальная разница между значениями надежности связи, полученными с помощью распределений Райса и Накагами в ночное время при нормальной ионосфере $\beta_{и} = 5 \cdot 10^{-3}$, достигается на рабо-

чей частоте $f_0 \approx 0.8f_{МПЧ} = 7$ МГц, где $D_{св} \approx 0.94$ при замираниях Накагами, $D_{св} \approx 0.82$ при замираниях Райса, а их разность достигает $\Delta D_{св} \approx 0.94 - 0.82 \approx 0.12$ (т. е. 12 %).

Иные закономерности наблюдаются ночью при сильной диффузности ионосферы $\beta_{и} = 5 \cdot 10^{-2}$ (рис. 7, а, кривые 2 и 2_m). Надежность КВ-связи на обычной (оптимальной) рабочей частоте $f_0 \approx 0.8f_{МПЧ} \approx 7$ МГц снижается до $D_{св} \approx 0.7$. Однако она может быть повышена до значений $D_{св} > 0.7$ при выборе частоты существенно меньше МПЧ: $f_0 < 0.3f_{МПЧ} \approx 2.7$ МГц. Разница между значениями надежности КВ-связи, полученными с помощью рас-

пределений Накагами (кривая 2_m) и Райса (кривая 2), практически отсутствует на частотах $f_0 > 0.5f_{\text{МПЧ}} \approx 4.5$ МГц и достигает максимального значения $\Delta D_{\text{св}} \approx 0.85 - 0.73 \approx 0.12$ (т. е. 12 %) на рабочей частоте $f_0 \approx 0.3f_{\text{МПЧ}} = 2.6$ МГц, где $D_{\text{св}} \approx 0.85$ при замираниях Накагами и $D_{\text{св}} \approx 0.73$ при замираниях Райса.

Такая закономерность объясняется тем, что согласно (3) надежность связи в однолучевой КВ-радиолинии определяется разностью среднего отношения C/Π $\bar{Z}(f_0)$ на входе приемника и его допустимого значения $Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})$: $D_{\text{св}}(f_0, \beta_{\text{и}}) \sim [\bar{Z}(f_0) - Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})]$. При этом согласно рис. 6 (кривая 1) ночью среднее отношение C/Π в диапазоне $f_0 = 2 \dots 8.6$ МГц слабо зависит от частоты $\bar{Z}(f_0) \approx \bar{Z}$. Зависимости $Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})$ согласно (рис. 5, а) при сильной диффузности ионосферы ($\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$) и замираниях Райса (кривая 2) и Накагами (кривая 2_m) имеют наибольшее различие (8 дБ) на частоте $f_0 = 2.6$ МГц. Поэтому надежность связи в однолучевой КВ-радиолинии ночью определяется частотной зависимостью допустимого отношения C/Π : $D_{\text{св}}(f_0, \beta_{\text{и}}) \sim [\bar{Z} - Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})]$ и будет иметь максимальное различие $\Delta D_{\text{св}} \approx 0.85 - 0.73 \approx 0.12$ (т. е. 12 %) при замираниях Накагами и Райса на рабочей частоте $f_0 \approx 0.3f_{\text{М}} = 2.6$ МГц.

Анализ рис. 7, б показывает, что днем при слабой диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ надежность связи в однолучевой КВ-радиолинии с замираниями Накагами (кривая 1_m) может быть существенно завышена по сравнению с замираниями Райса (кривая 1). При этом разница между значениями надежности связи, полученными с помощью распределений Райса и Накагами, зависит от выбора рабочей частоты f_0 и практически отсутствует на МПЧ ($f_0 \approx f_{\text{МПЧ}} = 11.9$ МГц) и при $f_0 < 0.6f_{\text{МПЧ}} \approx 7$ МГц. Максимальная разница

между значениями надежности связи, полученными с помощью распределений Райса и Накагами в дневное время при нормальной ионосфере $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$, достигается на рабочей частоте $f_0 \approx 0.8f_{\text{МПЧ}} \approx 9.7$ МГц, где $D_{\text{св}} \approx 0.9$ при замираниях Накагами, $D_{\text{св}} \approx 0.78$ при замираниях Райса, а их разность достигает $\Delta D_{\text{св}} \approx 0.9 - 0.78 \approx 0.12$ (т. е. 12 %).

При сильной диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ днем разница между значениями надежности КВ-связи, полученными с помощью распределений Накагами (кривая 2_m) и Райса (кривая 2), практически отсутствует на частотах $f_0 > 0.46f_{\text{МПЧ}} \approx 5.5$ МГц и достигает максимального значения $\Delta D_{\text{св}} \approx 0.04 - 0.02 \approx 0.02$ (т. е. 2 %) на рабочей частоте $f_0 \approx 0.37f_{\text{МПЧ}} = 4.4$ МГц, где $D_{\text{св}} \approx 0.04$ при замираниях Накагами и $D_{\text{св}} \approx 0.02$ при замираниях Райса. Низкие значения надежности КВ-связи днем при сильной диффузности ионосферы объясняются тем, что согласно рис. 6 днем (кривая 2) среднее отношение C/Π $\bar{Z}(f_0)$ очень сильно зависит от частоты и в диапазоне $f_0 = 3 \dots 5.5$ МГц возрастает с -40 до 22.5 дБ. Зависимости $Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})$ согласно рис. 5, б при сильной диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ и замираниях Райса (кривая 2) и Накагами (кривая 2_m) в диапазоне частот $f_0 = 3 \dots 5.5$ МГц возрастают с $Z_{\text{доп}} \approx 18 \dots 23$ дБ до $Z_{\text{доп}} \approx 35$ дБ. Поэтому разность $\Delta Z(f_0, \beta_{\text{и}}) = \bar{Z}(f_0) - Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})$ среднего отношения C/Π на входе приемника и его допустимого значения на рабочих частотах $f_0 < 0.46f_{\text{МПЧ}} \approx 5.5$ МГц будет очень мала $\Delta Z(f_0, \beta_{\text{и}}) < -12$ дБ, и надежность связи (1), (3) в однолучевой КВ-радиолинии днем при сильной диффузности (рис. 7, б) не превышает $D_{\text{св}} = F\{[\Delta Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}})]/\sigma_Z\} < 0.2$.

Таким образом, на основе полученных на втором этапе методики зависимостей $Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})$ получены искомые (4), (5) зависимости надежности связи в КВ-радиолинии

$$D_{\text{св}} = F \left\{ \left[\bar{Z}(f_0) - Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}}) \right] / \sigma_Z \right\}$$

от выбора рабочей частоты (f_0) и уровня диффузности ($\beta_{\text{и}}$) ионосферы при замираниях Райса и Накагами в разное время суток (см. рис. 7).

Заключение. Разработана 3-этапная методика оценки надежности связи в однолучевой КВ-радиолинии с райсовскими замираниями и выполнено сравнение ее результатов с надежностью связи при замираниях Накагами.

На 1-м этапе проведен сравнительный анализ зависимости параметров замираний с распределением Райса и Накагами от рабочей частоты f_0 и уровня диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}}$. Искомые зависимости параметров Райса $\gamma^2(f_0, \beta_{\text{и}})$ и Накагами $m(f_0, \beta_{\text{и}})$ от рабочей частоты и уровня диффузности ионосферы получены на основе (11), (12), (14) в виде графиков, представленных на рис. 1 и 2:

1. Зависимости СКО флуктуаций фазового фронта отраженной волны на выходе неоднородной ионосферы от выбора рабочей частоты и уровня диффузности ионосферы $\sigma_{\varphi}(f_0, \beta_{\text{и}})$.

2. Зависимости параметров Райса (γ^2) и Накагами (m) от СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы (σ_{φ}).

На 2-м этапе на основе полученных зависимостей $\gamma^2(f_0, \beta_{\text{и}})$, $m(f_0, \beta_{\text{и}})$ и известных зависимостей (см. рис. 3) вероятности ошибочного приема сигналов от отношения С/П и параметра Райса $P_{\text{ош}}(h^2, \gamma^2)$ и Накагами $P_{\text{ош}}(h^2, m)$ установлены зависимости допустимого отношения С/П на входе приемника от рабочей частоты и уровня диффузности ионосферы при замираниях Райса и Накагами $Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})$ в разное время суток (см. рис. 5).

На 3-м этапе с учетом частотной зависимости среднего отношения С/П $\bar{Z}(f_0)$ на входе приемника (см. рис. 6) получены зависимости надежности связи $D_{\text{св}} =$

$$= F \left\{ \left[\bar{Z}(f_0) - Z_{\text{доп}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}}) \right] / \sigma_Z \right\} \quad \text{с}$$

допустимой вероятностью ошибки $P_{\text{ош. доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$ в КВ-радиолинии от рабочей частоты и уровня диффузности ионосферы при замираниях Райса и Накагами в разное время суток (см. рис. 7).

Анализ полученных зависимостей надежности связи $D_{\text{св}}(f_0, \beta_{\text{и}})$ в однолучевой КВ-радиолинии от выбора рабочей частоты и диффузности ионосферы при замираниях Райса и Накагами ночью (см. рис. 7, а, кривые 1 и I_m) показывает, что при слабой диффузности ионосферы ($\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$) надежность связи в однолучевой КВ-радиолинии с замираниями Накагами может быть существенно завышена по сравнению с замираниями Райса. На рабочей частоте $f_0 \approx 0.8 f_{\text{МПЧ}} = 7$ МГц наблюдается максимальная разница между значениями надежности связи, полученными с помощью распределений Райса ($D_{\text{св}} \approx 0.82$) и Накагами ($D_{\text{св}} \approx 0.94$), где она достигает $\Delta D_{\text{св}} \approx 12\%$.

Ночью при сильной диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ (см. рис. 7, а, кривые 2 и 2_m) надежность КВ-связи на обычной (оптимальной) рабочей частоте $f_0 \approx 0.8 f_{\text{МПЧ}} \approx 7$ МГц снижается до $D_{\text{св}} \approx 0.7$. Однако она может быть повышена до значений $D_{\text{св}} > 0.7$ при выборе частоты существенно меньше МПЧ: $f_0 < 0.3 f_{\text{МПЧ}} \approx 2.7$ МГц. Разница между значениями надежности КВ-связи, полученными с помощью распределений Накагами и Райса, практически отсутствует на частотах $f_0 > 0.5 f_{\text{МПЧ}} \approx 4.5$ МГц и достигает максимального значения $\Delta D_{\text{св}} \approx 0.85 - 0.73 \approx 0.12$ (т. е. 12 %) на рабочей частоте $f_0 \approx 0.3 f_{\text{МПЧ}} = 2.6$ МГц.

В дневное время при слабой диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ (см. рис. 7, б, кривые 1 и I_m) надежность связи в однолучевой КВ-радиолинии с замираниями Накагами может быть существенно завышена по сравнению с замираниями Райса. На рабочей частоте $f_0 \approx 0.8 f_{\text{МПЧ}} \approx 9.7$ МГц значения надежности

связи при замираниях Накагами ($D_{\text{св}} \approx 0.9$) и Райса ($D_{\text{св}} \approx 0.78$) будут немного ниже, чем ночью, но их разность остается неизменной $\Delta D_{\text{св}} \approx 0.9 - 0.78 \approx 0.12$ (т. е. 12 %).

При сильной диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ днем (см. рис. 7, б, кривые 2 и 2_m) на рабочей частоте $f_0 \approx 0.8 f_{\text{МПЧ}} \approx 9.7$ МГц надежность связи ($D_{\text{св}} \approx 0.66$) существенно ниже, чем в условиях слабой диффузности (см. рис. 7, б, кривые 1 и 1_m) при любом типе замираний. Понижение рабочей частоты сопровождается (см. рис. 6, кривая 2) значительным (на десятки децибелов) уменьшением среднего отношения С/П $\bar{Z}(f_0)$ из-за ионосферного поглощения волны в однолучевой КВ-радиолинии, что является основной причиной уменьшения надежности связи на ча-

стотах $f_0 < 0.46 f_{\text{МПЧ}} \approx 5.5$ МГц до значений $D_{\text{св}}(f_0, \beta_{\text{и}}) < 0.2$.

Практическая ценность результатов анализа приведенных на рис. 7 графиков зависимости надежности связи в однолучевой КВ-радиолинии с замираниями Райса $D_{\text{св}}(f_0, \gamma^2, P_{\text{ош. доп}}) = D_{\text{св}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})$ и Накагами $D_{\text{св}}(f_0, m, P_{\text{ош. доп}}) = D_{\text{св}}(f_0, \beta_{\text{и}}, P_{\text{ош. доп}})$ от рабочей частоты относительно МПЧ при различных уровнях диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}}$ и требованиях к помехоустойчивости $P_{\text{ош. доп}}$ позволяет осуществить выбор отношения рабочей частоты к МПЧ ($f_0/f_{\text{МПЧ}}$), при котором расчет надежности КВ-связи в условиях райсовских замираний можно осуществить упрощенным (аналитическим) способом с определенной погрешностью $\Delta D_{\text{св}}$.

Авторский вклад

Пашинцев Владимир Петрович – общее руководство, разработка методики, анализ результатов.

Белоконь Дмитрий Александрович – проведение расчетов, компьютерное моделирование, сравнительный анализ зависимости параметров Райса и Накагами от рабочей частоты и уровня диффузности ионосферы.

Коваль Stanisлав Андреевич – определение зависимости допустимого отношения сигнал/помеха от рабочей частоты и уровня диффузности ионосферы при замираниях Райса и Накагами, анализ результатов.

Скорик Александр Дмитриевич – оценка зависимости надежности связи от выбора рабочей частоты и диффузности ионосферы при замираниях Райса и Накагами, анализ результатов.

Author's contribution

Pashintsev Vladimir Petrovich, general management, methodology development, results analysis.

Belokon Dmitry Aleksandrovich, calculations, computer modeling, comparative analysis of the dependence of Rice and Nakagami parameters on the operating frequency and the level of ionospheric diffusivity.

Koval Stanislav Andreevich, determination of the dependence of the permissible signal-to-noise ratio on the operating frequency and the level of ionospheric diffusivity during Rice and Nakagami fading, analysis of the results.

Skorik Alexander Dmitrievich, evaluation of the dependence of the reliability of communication on the choice of the working frequency and the diffusivity of the ionosphere during Rice and Nakagami fading, analysis of the results.

Список литературы

1. Зависимость надежности связи в декаметровый радиолинии от выбора рабочей частоты с учетом сигнально-помеховой обстановки и диффузности ионосферы / В. П. Пашинцев, А. Д. Скорик, С. А. Коваль, Д. П. Киселев, М. А. Сенокосов // Системы управления, связи и безопасности. 2019. № 4. С. 300–322. doi: 10.24411/2410-9916-2019-10412

2. Зависимость вероятности связи в декаметровой радиолинии с диффузной многолучевостью от выбора рабочей частоты / В. П. Пашинцев, Д. П. Киселев, А. Д. Скорик, М. А. Сенокосов // Радиолокация, навигация, связь: сб. тр. XXV Междунар. науч.-техн. конф.

Т. 2. Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2019. С. 227–238.

3. Комарович В. Ф., Сосунов В. Н. Случайные помехи и надежность КВ связи. М.: Связь, 1977. 136 с.

4. Кирилов Н. Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами. М.: Сов. радио, 1971. 256 с.

5. Кловский Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Связь, 1969. 376 с.

6. Черенкова Л. Е., Чернышов О. В. Распространение радиоволн. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.

7. Фабрицио Джузеппе А. Высокочастотный горизонтный радар: основополагающие принципы, об-

работка сигналов и практическое применение / пер. с англ. Н. Л. Бирюкова, Е. Б. Махиянова, К. В. Юдинцева. М.: Техносфера, 2018. 936 с.

8. Чернов Ю. А. Специальные вопросы распространения радиоволн в сетях связи и радиовещания. М.: Техносфера, 2018. 688 с.

9. Березовский В. А., Дулькейт И. В., Савицкий О. К. Современная декаметровая радиосвязь: оборудование, системы и комплексы / под ред. В. А. Березовского. М.: Радиотехника, 2011. 444 с.

10. Расчет параметра глубины замираний в однолучевой декаметровой радиолинии / В. П. Пашинцев, С. А. Тишкин, А. И. Иванников, И. И. Боровлев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2001. Т. 44, № 12. С. 57–65.

11. Уточненный метод определения интервала пространственной корреляции замираний в однолучевой декаметровой радиолинии / В. П. Пашинцев, С. А. Коваль, Д. А. Потягов, А. Д. Скорик, М. А. Сенокосов // Журн. радиоэлектроники. 2021. № 2. С. 1–34. doi:10.30898/1684-1719.2021.2.6

12. Pashintsev V. P., Koval S. A., Chipiga A. F., Skorik A. D. Analytical method for determining the interval of spatial correlation of fading in a single-beam

decimeter radio line // Telecommunications and Radio Engineering. 2021. Vol. 80, № 2. P. 89–104.

13. International reference ionosphere 2016: From ionospheric climate to real-time weather predictions / D. D. Bilitza, V. Altadill, V. Truhlik, I. Shubin, B. Galkin, X. Huang // Space Weather. 2017. Vol. 15. P. 418–429. doi: 10.1002/2016SW001593

14. Ааронс Дж. Глобальная морфология ионосферных мерцаний // ТИИЭР. 1982. Т. 70, № 4. С. 45–66.

15. Method for forecasting of interference immunity of low frequency satellite communication systems / V. P. Pashintsev, M. V. Peskov, I. A. Kalmykov, A. P. Zhuk, V. E. Toiskin // AD ALTA-J. of interdisciplinary research. 2020. Vol. 10, № 1. P. 367–375.

16. Давыдов А. Е., Давыдов Б. М., Виноградов В. М. Повышение скорости и достоверности передачи информации в распределенных автоматизированных системах, использующих каналы пониженного качества // Вопр. радиоэлектроники. 2012. Т. 3, № 3. С. 69–84.

17. Чернусь П. П., Чернусь Петр П. Численные методы и их применение в MatLab. СПб.: Изд-во БГТУ, 2018. 90 с.

Информация об авторах

Пашинцев Владимир Петрович – доктор технических наук (2006), профессор (1998), профессор кафедры "Информационная безопасность автоматизированных систем" Северо-Кавказского федерального университета. Автор более 500 научных работ. Сфера научных интересов – влияние возмущений ионосферы на показатели качества систем коротковолновой и спутниковой связи и навигации.

Адрес: Северо-Кавказский федеральный университет, ул. Пушкина, д. 1, Ставрополь, 355017, Россия
E-mail: pasintsevp@mail.ru

Белоконь Дмитрий Александрович – соискатель ученой степени кандидата технических наук, аспирант кафедры "Информационная безопасность автоматизированных систем" Северо-Кавказского федерального университета. Автор 22 научных работ. Область научных интересов – повышение надежности декаметровой связи в условиях диффузной многолучевости.

Адрес: Северо-Кавказский федеральный университет, ул. Пушкина, д. 1, Ставрополь, 355017, Россия
E-mail: ahoi8@yandex.ru

Коваль Станислав Андреевич – кандидат технических наук (2010), докторант Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного. Автор 170 научных работ. Сфера научных интересов – мониторинг параметров ионосферы в интересах декаметровой связи.

Адрес: Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, пр. Тихорецкий, д. 3, Санкт-Петербург, 194064, Россия
E-mail: _bober_@mail.ru

Скорик Александр Дмитриевич – соискатель ученой степени кандидата технических наук, зам. технического директора Российского института мощного радиостроения. Автор 26 научных работ. Сфера научных интересов – влияние возмущений ионосферы на показатели качества систем декаметровой связи.

Адрес: Российский институт мощного радиостроения, 11-я линия В. О., д. 66, Санкт-Петербург, 199178, Россия
E-mail: alexander_skorik@mail.ru

References

1. Pashintsev V. P., Skorik A. D., Koval S. A., Kiselev D. P., Senokosov M. A. Decimeter Radio Line Communication Reliability Dependence of the Operating Frequency Choice Taking into Account the Signal-Noise Situation and Ionosphere Diffuseness. Control Systems, Communications and Security. 2019, no. 4, pp. 300–322. doi: 10.24411/2410-9916-2019-10412 (In Russ.)

2. Pashintsev V. P., Kiselev D. P., Skorik A. D., Senokosov M. A. Dependence of the Probability of Communication in a Decimeter Radio Line with Diffuse Multipath on the Choice of the Operating Frequency. Radar, navigation, communication: Proc. of the XXV Intern. Scientific and Technical Conf. Vol. 2. Voronezh, Publishing House of VSU, 2019, pp. 227–238. (In Russ.)

3. Komarov V. F., Sosunov V. N. *Sluchainye pomekhi i nadezhnost' KV svyazi* [Random Interference and Reliability of KV Communications]. Moscow, *Svyaz*, 1977, 136 p. (In Russ.)

4. Kirilov N. E. *Pomekhoustoichivaya peredacha soobshchenii po lineinym kanalam so sluchaino izmenyayushchimisya parametrami* [Noise-Resistant Transmission of Messages via Linear Channels with Randomly Changing Parameters]. Moscow, *Sovetskoye radio*, 1971, 256 p. (In Russ.)

5. Klovsky D. D. *Peredacha diskretnykh soobshchenii po radiokanalam* [Transmission of Discrete Messages over Radio Channels]. Moscow, *Svyaz*, 1969, 376 p. (In Russ.)

6. Cherenkova L. E., Chernyshov O. V. *Rasprostraneniye radiovoln* [Propagation of Radio Waves]. Moscow, *Radio and Communications*, 1984, 272 p. (In Russ.)

7. Fabrizio Giuseppe A. High Frequency Over-The-Horizon Radar: Fundamental Principles, Signal Processing, and Practical Applications. New York, McGraw-Hill Education, 2013, 922 p.

8. Chernov Yu. A. *Spetsial'nye voprosy rasprostraneniya radiovoln v setyakh svyazi i radioveshchaniya* [Special Issues of Radio Wave Propagation in Communication and Radio Broadcasting Networks]. Moscow, Technosphere, 2018, 688 p. (In Russ.)

9. Berezovsky V. A., Dulkeit I. V., Savitsky O. K. *Sovremennaya dekametrovaya radiosvyaz': oborudovanie, sistemy i komplekсы* [Modern Decameter Radio Communication: Equipment, Systems and Complexes]. Ed. by V. A. Berezovsky. Moscow, Radiotekhnika, 2011, 444 p. (In Russ.)

10. Pashintsev V. P., Tishkin S. A., Ivannikov A. I., Borovlev I. I. Calculation of the Depth Parameter of States in a Single-Beam Decameter Radio Line. J. of the

Russian Universities. Radioelectronics. 2001, vol. 44, no. 12, pp. 57–65. (In Russ.)

11. Pashintsev V. P., Koval S. A., Potyagov D. A., Skorik A. D., Senokosov M. A. Refined Method for Determining the Spatial Correlation Interval of the Fading in a Single-Beam Decameter Radio Link. J. of Radio Electronics, 2021, no. 2, pp. 1–34. doi: 10.30898/1684-1719.2021.2.6 (In Russ.)

12. Pashintsev V. P., Koval S. A., Chipiga A. F., Skorik A. D. Analytical Method for Determining the Interval of Spatial Correlation of Fading in a Single-Beam Decameter Radio Line. Telecommunications and Radio Engineering. 2021, vol. 80, no. 2, pp. 89–104.

13. Bilitza D. D., Altadill V., Truhlik V., Shubin I., Galkin B., Huang X. International Reference Ionosphere 2016: From Ionospheric Climate to Real-Time Weather Predictions. Space Weather. 2017, vol. 15, pp. 418–429. doi: 10.1002/2016SW001593

14. Aarons J. Global Morphology of Ionospheric Flickers. TIIEE, 1982, vol. 70, no. 4, pp. 45–66. (In Russ.)

15. Pashintsev V. P., Peskov M. V., Kalmykov I. A., Zhuk A. P., Toiskin V. E. Method for Forecasting of Interference Immunity of Low Frequency Satellite Communication Systems. AD ALTA-J. of Interdisciplinary Research. 2020, vol. 10, no. 1, pp. 367–375.

16. Davydov A. E., Davydov B. M., Vinogradov V. M. E Improvement of Rate and Reliability of Data Communication in Distributed Automated Systems. Questions of Radio Electronics. 2012, vol. 3, no. 3, pp. 69–84. (In Russ.)

17. Chernus P. P., Chernus Peter P. *Chislennyye metody i ikh primeneniye v Matlab: prakticheskoe posobie* [Numerical Methods and Their Application in MatLab: A Practical Guide]. St Petersburg, BSTU, 2018, 90 p. (In Russ.)

Information about the authors

Vladimir P. Pashintsev, Dr Sci. (Eng.) (2006), Professor (1998), Professor at the Department of Information Security of Automated Systems of North Caucasus Federal University. The author of more than 500 scientific publications. Area of expertise: influence of ionospheric disturbances on the quality indicators of satellite communication and navigation systems.

Address: North Caucasus Federal University, 1, Pushkina st., Stavropol 355017, Russia
E-mail: pasintsevp@mail.ru

Dmitry A. Belokon, Doctoral Student, Postgraduate Student at the Department of Information Security of Automated Systems of North Caucasus Federal University. The author of 22 scientific publications. Area of expertise: improving the reliability of decameter communication in conditions of diffuse multipath.

Address: North Caucasus Federal University, 1, Pushkina st., Stavropol 355017, Russia
E-mail: ahoi8@yandex.ru

Stanislav A. Koval, Cand. Sci. (Eng.) (2010), Doctoral Candidate at Military Communications Academy n. a. the Marshal of the Soviet Union S. M. Budenny. The author of 170 scientific publications. Area of expertise: monitoring of ionosphere parameters for decameter radio.

Address: Military Communications Academy n. a. the Marshal of the Soviet Union S. M. Budenny, 3, Tikhoretsky Ave., St Petersburg 194064, Russia
E-mail: _bober_@mail.ru

Alexander D. Skorik, Doctoral Student, Deputy Technical Director of Russian Institute of Powerful Radio Engineering. The author of 26 scientific publications. Area of expertise: influence of ionospheric disturbances on the quality indicators of HF-communication systems.

Address: Russian Institute of Powerful Radio Engineering, 66, 11 Liniya V. I., St Petersburg 199178, Russia
E-mail: alexander_skorik@mail.ru

Автоматический метод сегментации флуоресцентных изображений, полученных в ближнем инфракрасном диапазоне

Н. А. Обухова, С. Ян✉

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"

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

✉877355442@gg.com

Аннотация

Введение. В настоящее время технология флуоресцентной визуализации в ближнем инфракрасном диапазоне широко применяется при проведении лапароскопических операций. Основой технологии является сегментация области флуоресценции на изображениях, полученных в ближнем инфракрасном диапазоне (БИК-изображениях). Для повышения качества и эффективности навигации необходимо разработать автоматический метод, позволяющий сегментировать флуоресцентные области на БИК-изображениях с максимальной точностью.

Цель работы. Повышение точности автоматической сегментации флуоресцентных изображений, полученных в ближнем инфракрасном диапазоне.

Материалы и методы. Предложенный метод состоит из двух этапов. На первом этапе выполняется предварительная сегментация изображения на основе адаптивного порога, найденного по методу Оцу. На втором этапе сегментированная область уточняется с помощью взвешенного метода Оцу. Главной особенностью метода является автоматическое определение параметра α , являющегося ключевым для эффективной работы взвешенного метода Оцу. Экспериментальное исследование метода было выполнено на реальных лапароскопических изображениях, общее число изображений в исследовании – 276. Значение ошибки сегментации (метрика ME – misclassification error) было использовано для оценки качества работы предложенного метода.

Результаты. Среднее значение ошибки сегментации (метрика ME) предложенного метода составляет 10.4 %, а традиционного метода Оцу – 27.1 %.

Заключение. По сравнению с традиционным методом Оцу использование разработанного метода позволяет повысить точность сегментации флуоресцентных изображений. Это обеспечивает высокую чувствительность и специфичность при проведении диагностики и позволяет реализовать более эффективную навигацию в процессе лапароскопической операции.

Ключевые слова: автоматическая сегментация, пороговая сегментация, метод Оцу, флуоресцентные лапароскопические изображения, цифровая обработка изображений

Для цитирования: Обухова Н. А., Ян С. Автоматический метод сегментации флуоресцентных изображений, полученных в ближнем инфракрасном диапазоне // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 6. С. 40–49. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-40-49

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследование проводится при поддержке Государственного комитета по стипендиям КНР (грант № 202009010036).

Статья поступила в редакцию 12.09.2022; принята к публикации после рецензирования 13.10.2022; опубликована онлайн 29.12.2022

Automatic Method for Segmentation of Fluorescent Images Obtained in the Near-Infrared Region

Nataliia A. Obukhova, Xin Yang✉

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉877355442@gg.com

Abstract

Introduction. Near-infrared fluorescence imaging technology is widely used in laparoscopic surgery. Intraoperative fluorescence navigation is based on accurate segmentation of fluorescent regions in near-infrared images (NIR images), thus increasing the accuracy and safety of surgical intervention. Moreover, it is an important auxiliary technology for laparoscopic surgery. Therefore, the search for an automatic method that allows for accurate segmentation of fluorescent regions in NIR images can contribute to an improved efficiency of intraoperative navigation.

Aim. Development of a method for automatic segmentation of fluorescent images obtained in the near infrared range.

Materials and methods. The proposed method consists of two stages. At the first stage, a preliminary segmentation of the image is performed based on the adaptive threshold found by Otsu's method. At the second stage, the segmented area is refined using Otsu's weighted method. The main advantage of the proposed method consists in the automatic determination of parameter α , which determines the performance of Otsu's weighted method. Experiments were carried out using 276 actual laparoscopic images. The metric misclassification error (ME) was used to assess the quality of segmentation.

Results. The average ME of the proposed method was found to be 10.4 %, compared to that obtained by the conventional Otsu's method of 27.1 %.

Conclusion. In comparison with Otsu's method, the developed method shows an increased efficiency and accuracy of fluorescent image segmentation. This allows for a higher diagnostic accuracy and a more efficient navigation during laparoscopic surgery.

Keywords: automatic segmentation, threshold segmentation, Otsu's method, fluorescent laparoscopic images, digital image processing

For citation: Obukhova N. A., Yang X. Automatic Method for Segmentation of Fluorescent Images Obtained in the Near-Infrared Region. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 6, pp. 40–49. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-40-49

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

Acknowledgements. The study was realized with the support of the China Scholarship Council (grant no. 202009010036).

Submitted 12.09.2022; accepted 13.10.2022; published online 29.12.2022

Введение. В настоящее время технология флуоресцентной визуализации в ближнем инфракрасном диапазоне (Near-infrared fluorescence – NIRF) широко применяется при проведении лапароскопических операций. Принцип данной технологии визуализации основан на том, что при освещении тканей, с введенным флуоресцентным красителем, светом с длиной волны 690...900 нм (ближний инфракрасный (БИК) диапазон) возникает флуоресценция с длиной волны более 760 нм [1]. В клинической практике в качестве красителя используют индоцианиновый зеленый (ICG), разрешенный к

применению FDA (Food and Drugs Administration) с 1956 г. [1, 2]. Разные ткани имеют разную скорость метаболизма ICG: в тканях, соответствующих злокачественной опухоли, краситель накапливается быстрее. При видеонаблюдении с сенсором NIRF это свойство позволяет определить границу опухоли и упрощает навигацию в процессе лапароскопической операции [3, 4].

По сравнению с традиционными технологиями визуализации технология визуализации в NIRF имеет высокую чувствительность [5]. На практике наибольший интерес для врачей

Автоматический метод сегментации флуоресцентных изображений,
полученных в ближнем инфракрасном диапазоне

Automatic Method for Segmentation of Fluorescent Images Obtained in the Near-Infrared Region

представляет интенсивность флуоресценции в области патологии, а также ее точная локализация на изображении. Поэтому важно разработать автоматический метод, обеспечивающий максимально точную сегментацию области патологии на флуоресцентных изображениях.

Существует значительное число методов сегментации изображений. Наиболее часто используемыми являются метод разрастания областей, метод выделения краев и метод на основе пороговых ограничений [6]. Принцип сегментации изображения на основе пороговых ограничений достаточно прост, он предполагает разделение изображения на области с одинаковой яркостью с помощью найденных адаптивных порогов. Этот метод подходит для изображений, в которых фон и объекты интереса занимают разные диапазоны значений яркости. Ключевым шагом в данном методе является алгоритм формирования порога. Выделяют две группы алгоритмов: формирующие глобальный порог и формирующие локальный порог [6]. Среди множества различных алгоритмов формирования глобального адаптивного порога наиболее широко используемым является метод Оцу [6]. Его главные преимущества – простота реализации и высокая скорость обработки. Основным недостатком заключается в том, что эффект сегментации на его основе слаб, если разница площадей между объектом интереса и фоном на изображении велика. Чтобы устранить это ограничение, предложены несколько модификаций метода Оцу, например взвешенный метод Оцу [7, 8] и многомерный метод Оцу [9, 10].

В данной статье для автоматической обработки флуоресцентных изображений, полученных в БИК-диапазоне, предложен метод, включающий двухэтапную сегментацию. Метод состоит из сегментации, выполненной на основе метода Оцу и сегментации на основе взвешенного метода Оцу. Реальные лапароскопические флуоресцентные изображения были использованы для оценки эффективности предложенного метода. Среднее значение ошибки сегментации (метрика ME – misclassification error) предложенного метода составляет 10.4 %, а традиционного метода Оцу – 27.1 %.

Предложенный метод. Рассмотрим общую структуру предложенного метода (рис. 1).

Метод включает следующие шаги:

- преобразование исходного трехканального флуоресцентного изображения в одноканальное (полутонное) изображение;
- использование традиционного метода Оцу для предварительной сегментации изображения. Цель – достаточно грубо разделить фон и объект интереса;
- синтез препарата изображения путем присваивания пикселям сегментированного объекта интереса значений 0;
- использование метода адаптивной коррекции гистограммы с ограничением контраста (Contrast Limited Adaptive Histogram Equalization – CLAHE) [11] для повышения контраста синтезированного изображения;

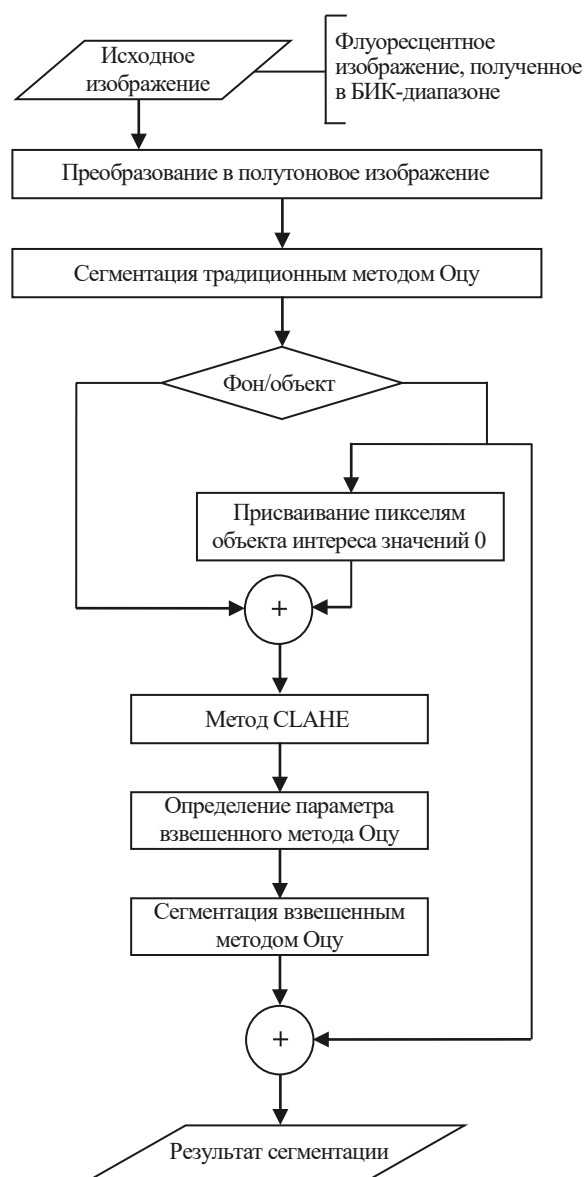


Рис. 1. Общая схема предложенного метода
Fig. 1. General scheme of the two-stage method

– использование взвешенного метода Оцу для уточняющей сегментации изображения;
– формирование окончательного результата сегментации комбинацией областей объекта интереса, полученных на этапе предварительной и уточняющей сегментации.

Метод Оцу и взвешенный метод Оцу. Метод Оцу, предложенный японскими исследователями в 1979 г. [12], считается одним из самых эффективных подходов к формированию порогового ограничения при сегментации изображений.

С помощью данного метода вычисляется порог, минимизирующий среднюю ошибку сегментации, т. е. среднюю ошибку принятия решения о принадлежности пикселей изображения объекту или фону. Значения яркостей пикселей изображения можно рассматривать как случайные величины, а их гистограмму – как оценку плотности распределения вероятностей. Если плотности распределения вероятностей известны, то можно определить оптимальный (в смысле минимума ошибки) порог для сегментации изображения на два класса – объекты и фон.

Метод основан на принципе максимизации дисперсии между классами, в данном случае это классы "пиксели фона" и "пиксели объекта интереса" (область патологии). Поскольку дисперсия является мерой разброса уровней яркости вокруг среднего значения, то большое ее значение свидетельствует о большом отклонении от среднего. Чем больше значения дисперсии между фоном и объектом интереса, тем больше разница между двумя частями изображения. Следовательно, когда разница между классами достигает максимального значения, это означает, что объект и фон изображения разделены лучше всего. Порог сегментации в этот момент является оптимальным порогом.

Вычисление дисперсии между классами основано на определении среднего значения яркости для изображения и вероятности различных классов. Пусть размер изображения $M \times N$ элементов разложения, а диапазон значений яркости составляет $[0, 255]$. Вероятность p_i для различных значений яркости i определяется как

$$p_i = \frac{n_i}{M \times N},$$

где n_i – количество пикселей в изображении

со значением яркости i .

Среднее значение яркости для всего изображения в целом определяется как

$$m = \sum_{i=0}^{L-1} ip_i.$$

Пусть изображение разделено на два класса C_1 и C_2 по порогу сегментации k . Следовательно, диапазон значений яркостей для класса C_1 составляет $[0, k]$, а для C_2 $[k+1, 255]$. Средние значения яркости $m_1(k)$ и $m_2(k)$ для классов C_1 и C_2 определяются как

$$m_1(k) = \sum_{i=0}^k ip_i;$$

$$m_2(k) = \sum_{i=k+1}^{L-1} ip_i.$$

Вероятность $P_1(k)$ и $P_2(k)$ для классов C_1 и C_2 определяется как

$$P_1(k) = \sum_{i=0}^k p_i;$$

$$P_2(k) = \sum_{i=k+1}^{L-1} p_i.$$

При использовании метода Оцу дисперсия между классами рассчитывается следующим образом:

$$\sigma^2(k) = P_1(k)[m_1(k) - m]^2 + P_2(k)[m_2(k) - m]^2.$$

Тогда рассчитываем

$$\begin{aligned} \text{Порог Оцу} &= \arg \max_{1 \leq k < L} \{\sigma^2(k)\} = \\ &= \arg \max_{1 \leq k < L} \{P_1(k)[m_1(k) - m]^2 + \\ &\quad + P_2(k)[m_2(k) - m]^2\}. \end{aligned}$$

Рассмотренный метод формирует адаптивный глобальный порог. Одним из основных ограничений метода Оцу является то, что если яркостная гистограмма изображения имеет одну моду, то эффект сегментации будет слабый. Для преодоления этого недостатка в [7] предлагается взвешенный метод Оцу.

Разница между взвешенным методом Оцу и традиционным методом заключается в том, что при вычислении дисперсии между классами используется вероятность классов со степенью α .

Тогда дисперсия между классами рассчитывается следующей формулой:

$$\sigma^2(k) = P_1(k)^\alpha [m_1(k) - m]^2 + P_2(k)^\alpha [m_2(k) - m]^2,$$

где α – весовой коэффициент.

Таким образом, рассчитываем

$$\begin{aligned} \text{Порог взвешенного Оцу} &= \arg \max_{1 \leq k < L} \{\sigma^2(k)\} = \\ &= \arg \max_{1 \leq k < L} \left\{ P_1(k)^\alpha [m_1(k) - m]^2 + \right. \\ &\quad \left. + P_2(k)^\alpha [m_2(k) - m]^2 \right\}. \end{aligned}$$

Параметр α определяется особенностями обрабатываемого изображения. В [7] показано, что выбор значения параметра α является самым важным для эффективной работы взвешенного метода Оцу. В ходе работы мы предложили автоматический метод расчета параметра α для флуоресцентных изображений, полученных в NIRF.

Предложенный метод основан на оценке "контраста объекта интереса", определяемого отношением

$$C = \frac{I - I_b}{I_b},$$

где I – яркость объекта, в данном случае среднее значение яркости объекта интереса $m_1(k)$; I_b – яркость фона, в данном случае среднее значение пикселей фона $m_2(k)$.

Таким образом, "контраст объекта интереса" рассчитывается следующим образом:

$$C = \frac{m_1(k) - m_2(k)}{m_2(k)}.$$

Предложенный метод формирования порога предполагает нахождение такого значения параметра α , при котором значение величины C максимально.

Результаты экспериментального исследования. Для оценки качества сегментации была использована метрика ME [13], которая определяется как

$$ME = 1 - \frac{|B_o \cap B_t| + |F_o \cap F_t|}{|B_o| + |F_o|},$$

где B_o и F_o – множество пикселей фона и объекта интереса при "эталонной сегментации" изображения (groundtrue); B_t и F_t – множество пикселей фона и объекта интереса, полученных в результате сегментации изображения предложенным методом; $\cap$ – оператор пересечения; $||$ – оператор вычисления количества пикселей.

Диапазон значений ME составляет $[0, 1]$. Чем больше ME, тем больше ошибочно классифицированных пикселей и тем хуже результат сегментации. Равенство ME единице означает полностью неверную сегментацию.

В экспериментальном исследовании использованы реальные лапароскопические изображения. "Эталонными сегментированными" изображениями считаются изображения, полученные в результате ручной разметки. Рассмотрим пример изображения и результата его "эталонной сегментации" (рис. 2).

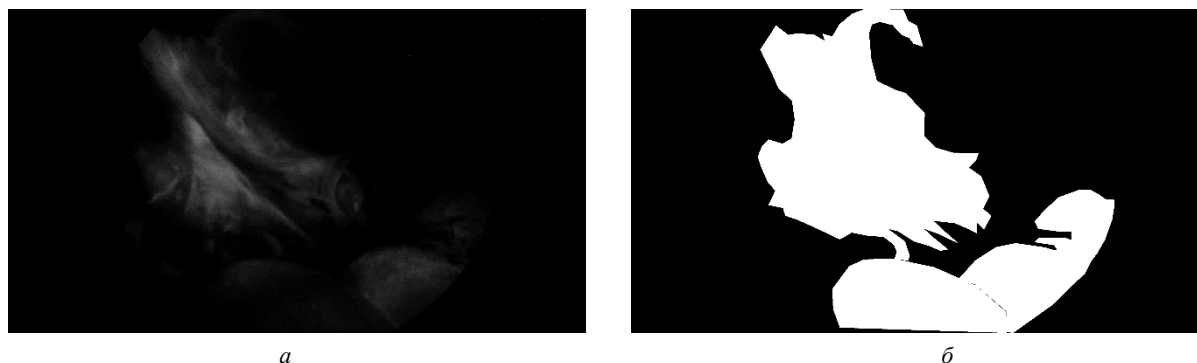


Рис. 2. Примерное изображение и его стандартная метка сегментации: a – лапароскопическое изображение; b – ручная метка сегментации

Fig. 2. Example image and its standard segmentation label: a – laparoscopic image; b – manual segmentation label

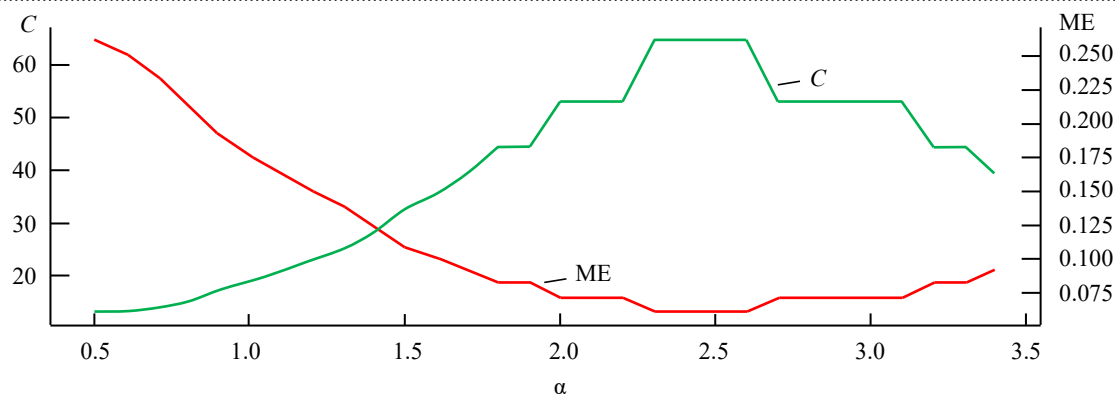


Рис. 3. Значения ME и C при разных значениях коэффициента α
Fig. 3. ME and C with different α coefficients

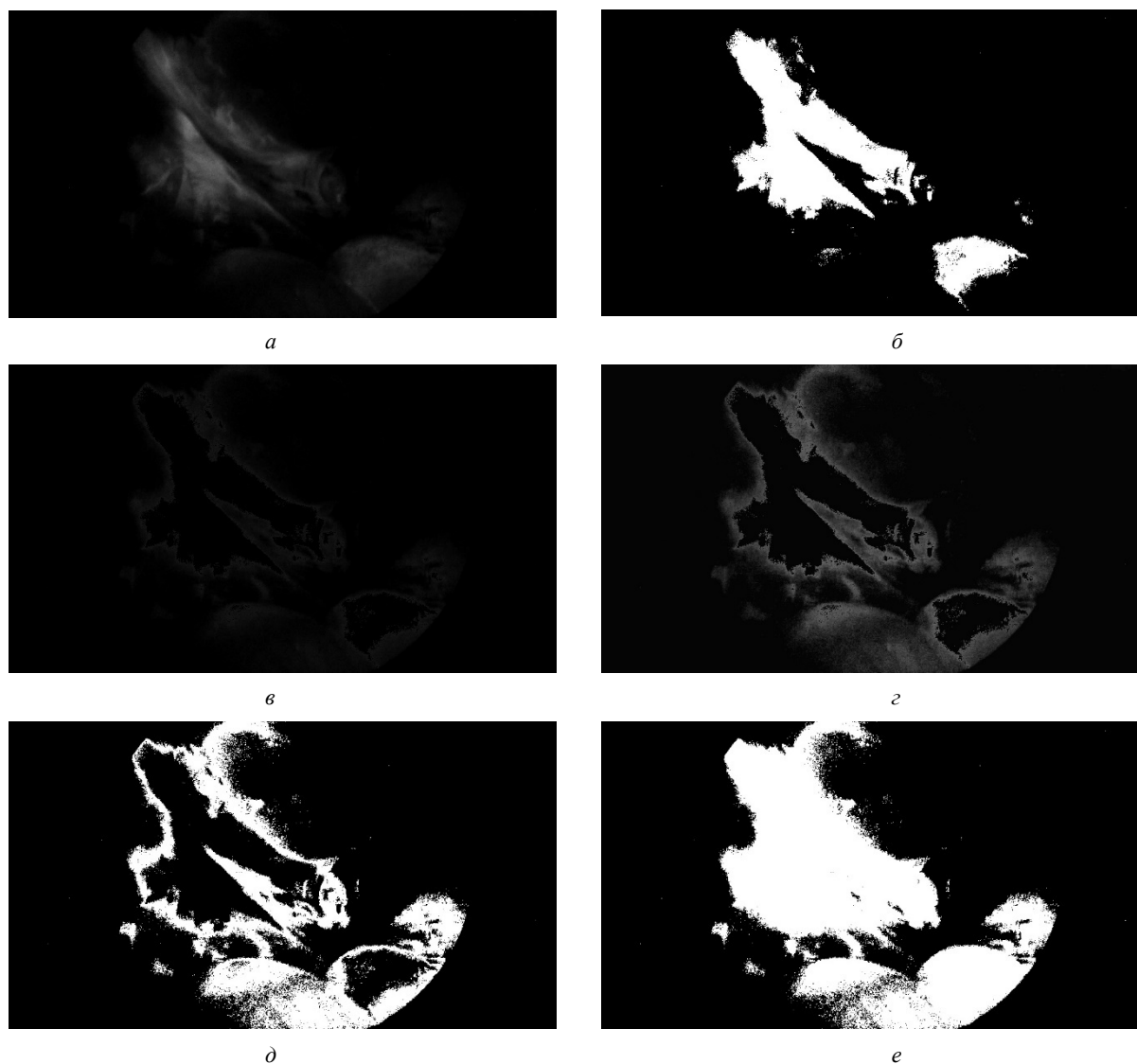


Рис. 4. Пошаговые результаты при использовании предложенного метода: a – изображения в оттенках серого; b – после грубой сегментации методом Оцу; c – после присваивания пикселям объекта интереса значений 0; d – после повышения контраста синтезированного изображения; e – после уточняющей сегментации взвешенным методом Оцу; f – окончательный результат сегментации

Fig. 4. Step-by-step results by using the two-stage method: a – images in grayscale; b – result of rough segmentation by Otsu's method; c – result of assigning value 0 for the object of interest pixels; d – results of synthesized image contrast enhancement; e – result of segmentation by Otsu's weighted method; f – final result of segmentation

На рис. 2 область черного цвета – область фона; область белого цвета – область объекта интереса.

Рассмотрим более подробно использование взвешенного метода Оцу для сегментации изображений (рис. 2, а). Значения параметра α рассчитываются с использованием предложенного метода. Значения ME и C при различных значениях параметра α представлены на рис. 3.

Видно, что при увеличении коэффициента α (в диапазоне от 0.5 до 3.5 по оси абсцисс) значение C – "контраст объекта интереса" сначала увеличивается, а затем снижается, тенденция изменения ME является противоположной. Значение параметра α , соответствующее максимальному значению C, является самым лучшим порогом сегментации. В данном случае значение параметра α равно 2.3.

Результаты, полученные на каждом шаге при использовании предложенного метода сег-

ментации изображения (рис. 2, а), представлены на рис. 4.

Для оценки эффективности предложенного метода сегментации флуоресцентных изображений было выполнено его сравнение с традиционным методом Оцу.

Результаты сегментации различных изображений представлены в табл. 1, где область черного цвета – правильное сегментирование области фона; область желтого цвета – правильное сегментирование области объекта интереса; область красного цвета – неправильное сегментирование области объекта интереса, т. е. "объектом интереса" считается "фон"; область зеленого цвета – неправильное сегментирование области фона, т. е. "фоном" считается "объект интереса". Для уточняющей сегментации изображения с использованием взвешенного метода Оцу значения ME и C при различных значениях параметра α приведены в по-

Табл. 1. Результаты сегментации лапароскопических изображений

Tab. 1. Results of laparoscopic images segmentation

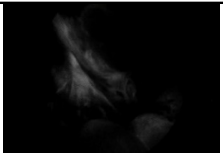
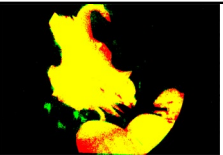
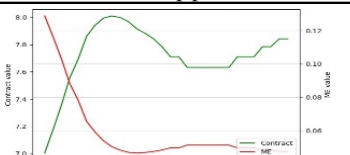
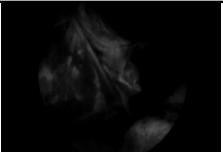
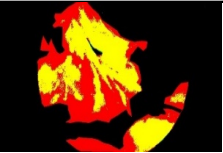
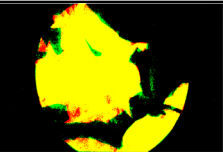
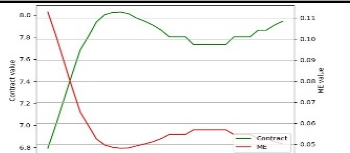
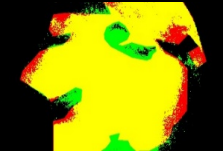
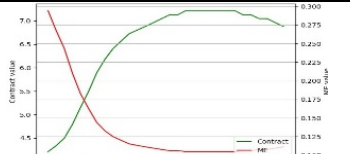
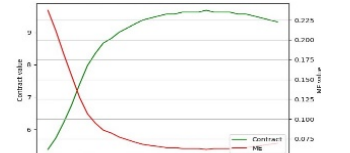
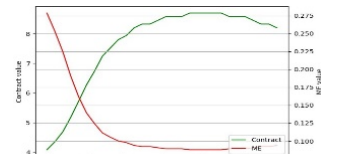
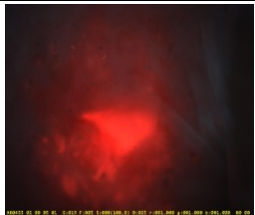
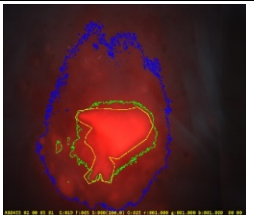
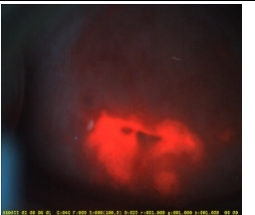
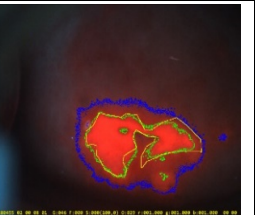
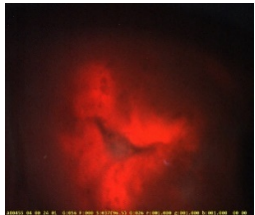
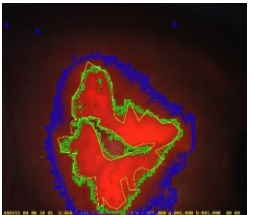
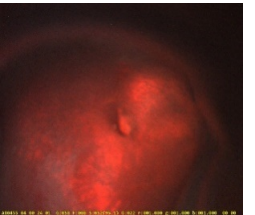
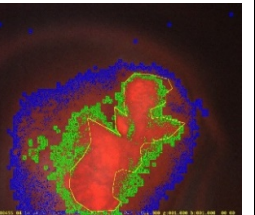
Исходное изображение	Традиционный метод Оцу	Предложенный метод	Значения ME (красная линия) и C (зеленая линия) при разных значениях коэффициента α
	 ME = 17.66 %	 ME = 4.43 %	
	 ME = 17.08 %	 ME = 3.59 %	
	 ME = 36.42 %	 ME = 10.47 %	
	 ME = 31.51 %	 ME = 5.52 %	
	 ME = 39.45 %	 ME = 8.01 %	

Табл. 2. Результаты сегментации ФДТ изображений
Tab. 2. Results of PDT image segmentation

Исходное изображение	Результаты сегментации	Исходное изображение	Результаты сегментации
			
			

следнем столбце табл. 1. Видно, что по сравнению с традиционным методом Оцу предложенный метод обеспечивает существенно более точное выделение области флуоресценции. Экспериментальное исследование метода было выполнено на реальных лапароскопических изображениях, общее число изображений в исследовании 276. Среднее значение ошибки сегментации (метрика ME) предложенного метода составляет 10.4 %, а традиционного метода Оцу – 27.1 %.

Дополнительно предложенный метод с двухэтапной сегментацией был применен для сегментации области лечения при фотодинамической терапии заболеваний шейки матки.

Фотодинамическая терапия (ФДТ) – это терапия на основе низкочастотного лазерного излучения, позволяющая радикально и одновременно щадяще проводить лечение заболеваний шейки матки [14, 15]. Это позволяет считать его "методом выбора" у пациенток репродуктивного возраста [16].

Перед операцией врач вводит пациентке фотосенсибилизатор (ФС), и в течение 1.5...2 ч препарат накапливается в пораженной области. Далее области с накопленным ФС обрабатываются лазером.

Фотосенсибилизаторы индуцируют красную флуоресценцию при воздействии ультрафиолетового света. Контроль динамики накопления и фотовыгорания ФС в тканях реализуют с помощью визуального анализа. Эффект при-

сутствия ФС при осмотре тканей в белом свете очень слабо выражен, но эти области (красного цвета) имеют существенный цветовой контраст по отношению к фону (черного цвета) на флуоресцентных изображениях.

Важной задачей для проведения эффективной ФДТ является автоматическая сегментация и оценка площади области накопления фотосенсибилизатора. Результаты применения предложенного метода для сегментации областей накопления препарата в процессе фотодинамической терапии представлены в табл. 2. Желтый контур – это результат эталонной (ручной) сегментации, синий контур – результат сегментации методом Оцу, а зеленый контур – сегментация предложенным методом. Результаты показывают, что наш метод сегментирует область лечения на изображении существенно более точно, чем метод Оцу.

Закключение. Предложен метод для автоматической сегментации области флуоресценции изображений, полученных в БИК-диапазоне. Ошибка сегментации предложенного метода составляет 10 %, в то время как традиционный метод Оцу приводит к ошибке в 27 %. Таким образом, использование разработанного метода позволяет повысить эффективность и точность сегментации флуоресцентных изображений. Это позволяет обеспечить высокую точность при проведении диагностики и более эффективную навигацию в процессе лапароскопической операции.

Список литературы

1. Zhu B., Sevic-Muraca E. M. A review of performance of near-infrared fluorescence imaging devices used in clinical studies // *The British J. of Radiology*. 2015. Vol. 88, № 1045. P. 20140547. doi: 10.1259/bjr.20140547
2. Clinical applications of indocyanine green (ICG) enhanced fluorescence in laparoscopic surgery / L. Boni, G. David, A. Mangano, G. Dionigi, S. Rausei, S. Spampatti, E. Cassionotti, A. Fingerhut // *Surgical Endoscopy*. 2015. Vol. 29, № 7. P. 2046–2055. doi: 10.1007/s00464-014-3895-x
3. The clinical use of indocyanine green as a near-infrared fluorescent contrast agent for image-guided oncologic surgery / B. E. Schaafsma, J. S. D. Mieog, M. Hutteman, J. R. Vorst, P. J. K. Kuppen, C. W. G. M. Löwik, J. V. Frangioni, C. J. H. Velde, A. L. Vahrmeijer // *J. of Surgical Oncology*. 2011. Vol. 104, № 3. P. 323–332. doi: 10.1002/jso.21943
4. Real-time navigation for liver surgery using projection mapping with indocyanine green fluorescence: development of the novel medical imaging projection system / H. Nishino, E. Hatano, S. Seo, T. Nitta, T. Saito, M. Nakamura, K. Hattori, M. Takatani, H. Fuji, K. Taura, Sh. Uemoto // *Annals of surgery*. 2018. Vol. 267, № 6. P. 1134–1140. doi: 10.1097/SLA.0000000000002172
5. Near-infrared fluorescence imaging in humans with indocyanine green: a review and update / M. V. Marshall, J. C. Rasmussen, I.-Ch. Tan, M. B. Aldrich, K. E. Adams, X. Wang, C. E. Fife, E. A. Maus, L. A. Smith, E. M. Sevic-Muraca // *The Open Surgical Oncology J.* 2010. Vol. 2, № 2. P. 12–25. doi: 10.2174/1876504101002010012
6. Bali A., Singh S. N. A review on the strategies and techniques of image segmentation // 5th Intern. Conf. on Advanced Computing & Communication Technologies, Haryana, India, 21–22 Feb. 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 113–120. doi: 10.1109/ACCT.2015.63
7. Qiao W., Wu C. Weighting Otsu's Segmentation Method and Its Fuzzy Theory Explanation. *Computer Engineering*. 2009. Vol. 10. P. 211–213. doi: 10.3969/j.issn.1000-3428.2009.10.070 (In Chinese)
8. Yuan X., Wu L., Peng Q. An improved Otsu method using the weighted object variance for defect detection // *Applied surface science*. 2015. Vol. 349. P. 472–484. doi: 10.1016/j.apsusc.2015.05.033
9. Zhang J., Hu J. Image segmentation based on 2D Otsu method with histogram analysis // Intern. Conf. on computer science and software engineering, Wuhan, China, 12–14 Sept. 2008. Piscataway: IEEE, 2008. Vol. 6. P. 105–108. doi: 10.1109/CSSE.2008.206
10. A multi-scale 3D Otsu thresholding algorithm for medical image segmentation / Y. Feng, H. Zhao, X. Li, X. Zhang, H. Li // *Digital Signal Processing*. 2017. Vol. 60. P. 186–199. doi: 10.1016/j.dsp.2016.08.003
11. Salem N., Malik H., Shams A. Medical image enhancement based on histogram algorithms // *Procedia Computer Science*. 2019. Vol. 163. P. 300–311. doi: 10.1016/j.procs.2019.12.112
12. Otsu N. A threshold selection method from gray-level histograms // *IEEE transactions on systems, man, and cybernetics*. 1979. Vol. 9, № 1. P. 62–66. doi: 10.1109/TSMC.1979.4310076
13. Sezgin M., Sankur B. Survey over image thresholding techniques and quantitative performance evaluation // *J. of Electronic imaging*. 2004. Vol. 13, № 1. P. 146–165. doi: 10.1117/1.1631315
14. Clinical development and potential of photothermal and photodynamic therapies for cancer / X. Li, J. F. Lovell, J. Yoon, X. Chen // *Nature Reviews Clinical Oncology*. 2020. Vol. 17, № 11. P. 657–674. doi: 10.1038/s41571-020-0410-2
15. Photodynamic therapy for management of cervical intraepithelial neoplasia II and III in young patients and obstetric outcomes / M. C. Choi, S. G. Jung, H. Park, S. Y. Lee, C. Lee, Y. Y. Hwang, S. J. Kim // *Lasers in Surgery and Medicine*. 2013. Vol. 45, № 9. P. 564–572. doi: 10.1002/lsm.22187
16. Отдельнова О. Б., Хашукоева А. З., Ибрагимова М. И. Возможности фотодинамической терапии с использованием фотосенсибилизатора фотодитазин в лечении гинекологических заболеваний // *Российский биотерапевтический журн.* 2008. Т. 7, № 4. С. 47–52.

Информация об авторах

Обухова Наталия Александровна – доктор технических наук (2009), зав. кафедрой телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 130 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; машинное обучение; видеоаналитика и прикладные телевизионные системы. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: naobukhova@etu.ru

Ян Синь – магистр по направлению "Радиотехника" (2020), аспирант кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор двух научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: 877355442@qq.com

References

1. Zhu B., Sevick-Muraca E. M. A Review of Performance of Near-Infrared Fluorescence Imaging Devices Used in Clinical Studies. *The British J. of Radiology*. 2015, vol. 88, no. 1045, p. 20140547. doi: 10.1259/bjr.20140547
2. Boni L., David G., Mangano A., Dionigi G., Rausei S., Spampatti S., Cassionotti E., Fingerhut A. Clinical Applications of Indocyanine Green (ICG) Enhanced Fluorescence in Laparoscopic Surgery. *Surgical Endoscopy*. 2015, vol. 29, no. 7, pp. 2046–2055. doi: 10.1007/s00464-014-3895-x
3. Schaafsma B. E., Mieog J. S. D., Hutteman M., Vorst J. R., Kuppen P. J. K., Löwik C. W. G. M., Frangioni J. V., Velde C. J. H., Vahrmeijer A. L. The Clinical Use of Indocyanine Green as a Near – Infrared Fluorescent Contrast Agent for Image – Guided Oncologic Surgery. *J. of Surgical Oncology*. 2011, vol. 104, no. 3, pp. 323–332. doi: 10.1002/jso.21943
4. Nishino H., Hatano E., Seo S., Nitta T., Saito T., Nakamura M., Hattori K., Takatani M., Fuji H., Taura K., Uemoto Sh. Real-Time Navigation for Liver Surgery Using Projection Mapping with Indocyanine Green Fluorescence: Development of the Novel Medical Imaging Projection System. *Annals of Surgery*. 2018, vol. 267, no. 6, pp. 1134–1140. doi: 10.1097/SLA.0000000000002172
5. Marshall M. V., Rasmussen J. C., Tan I.-Ch., Aldrich M. B., Adams K. E., Wang X., Fife C. E., Maus E. A., Smith L. A., Sevick-Muraca E. M. Near-Infrared Fluorescence Imaging in Humans with Indocyanine Green: a Review and Update. *Open Surgical Oncology J*. 2010, vol. 2, no. 2, pp. 12–25. doi: 10.2174/1876504101002010012
6. Bali A., Singh S. N. A Review on the Strategies and Techniques of Image Segmentation. 5th Intern. Conf. on Advanced Computing & Communication Technologies, Haryana, India, 21–22 Feb. 2015. Piscataway, IEEE, 2015, pp. 113–120. doi: 10.1109/ACCT.2015.63
7. Qiao W., Wu C. Weighting Otsu's Segmentation Method and Its Fuzzy Theory Explanation. *Computer Engineering*. 2009, vol. 10, pp. 211–213. doi: 10.3969/j.issn.1000-3428.2009.10.070 (in Chinese)
8. Yuan X., Wu L., Peng Q. An Improved Otsu Method Using the Weighted Object Variance for Defect Detection. *Applied Surface Science*. 2015, vol. 349, pp. 472–484. doi: 10.1016/j.apsusc.2015.05.033
9. Zhang J., Hu J. Image Segmentation Based on 2D Otsu Method with Histogram Analysis. Intern. Conf. on Computer Science and Software Engineering. Wuhan, China, 12–14 Sept. 2008. Piscataway, IEEE, 2008, vol. 6, pp. 105–108. doi: 10.1109/CSSE.2008.206
10. Feng Y., Zhao H., Li X., Zhang X., Li H. A Multi-Scale 3D Otsu Thresholding Algorithm for Medical Image Segmentation. *Digital Signal Processing*. 2017, vol. 60, pp. 186–199. doi: 10.1016/j.dsp.2016.08.003
11. Salem N., Malik H., Shams A. Medical Image Enhancement Based on Histogram Algorithms. *Procedia Computer Science*. 2019, vol. 163, pp. 300–311. doi: 10.1016/j.procs.2019.12.112
12. Otsu N. A Threshold Selection Method from Gray-Level Histograms. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*. 1979, vol. 9, no. 1, pp. 62–66. doi: 10.1109/TSMC.1979.4310076
13. Sezgin M., Sankur B. Survey over Image Thresholding Techniques and Quantitative Performance Evaluation. *J. of Electronic Imaging*. 2004, vol. 13, no. 1, pp. 146–165. doi: 10.1117/1.1631315
14. Li X., Lovell J. F., Yoon J., Chen X. Clinical Development and Potential of Photothermal and Photodynamic Therapies for Cancer. *Nature Reviews Clinical Oncology*. 2020, vol. 17, no. 11, pp. 657–674. doi: 10.1038/s41571-020-0410-2
15. Choi M. C., Jung S. G., Park H., Lee S. Y., Lee C., Hwang Y. Y., Kim S. J. Photodynamic Therapy for Management Of Cervical Intraepithelial Neoplasia II and III in Young Patients and Obstetric Outcomes. *Lasers in Surgery and Medicine*. 2013, vol. 45, no. 9, pp. 564–572. doi: 10.1002/lsm.22187
16. Otdelnova O. B., Khashukoeva A. Z., Ibragimova M. I. Photodynamic therapy with photodytazin in treatment of gynecologic diseases. *Russian J. of Biotherapy*. 2008, vol. 7, no. 4, pp. 47–52. (In Russ.)

Information about the authors

Nataliia A. Obukhova, Dr Sci. (Eng.) (2009), Head of Television and Video Equipment Department, Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 130 scientific publications. Area of expertise: digital image processing; machine learning; video analytics.

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

Xin Yang, Master on Radio Engineering (2020), Postgraduate Student at Television and Video Equipment Department, Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of two scientific publications. Area of expertise: digital image processing.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: 877355442@qq.com

Математическая модель бортовой антенны возвращаемых космических аппаратов с учетом поверхностных волн

В. Ф. Михайлов ✉, И. В. Мажник

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

✉ vmikhailov@pochta.tvoe.tv

Аннотация

Введение. Бортовые антенны возвращаемых гиперзвуковых летательных аппаратов являются слабонаправленными, что достигается излучением из открытого конца волновода. При прохождении плотных слоев атмосферы они подвергаются аэродинамическому нагреву, для защиты от которого применяется нагревостойкая радиопрозрачная теплозащита. Случай однородной теплозащиты антенны можно интерпретировать как отсутствие нагрева или нагрев равномерный по толщине теплозащиты.

Цель работы. Решается задача о получении аналитического описания характеристик излучения круглого волновода, закрытого плоской однородной диэлектрической пластиной. Поскольку в такой постановке приходится рассматривать резонансную область, то требуется строгое решение уравнений Максвелла.

Материалы и методы. Из известных аналитических методов решения возможно применение метода интегральных преобразований и метода собственных функций. Оба метода и использованы в работе. При этом использовано предположение, что электрические параметры диэлектрической пластины (теплозащиты) и геометрические размеры не зависят от времени.

Результаты. Получены соотношения, описывающие диаграмму направленности круглого волновода с диэлектрической теплозащитой и учитывающие электрические параметры теплозащиты и ее толщину. Также получены выражения для полей боковых, поверхностных и вытекающих волн, которые позволяют рассчитать мощность, отводимую этими полями. Получены соотношения для разделения особых точек подынтегральных выражений на полюсы, отвечающие поверхностным, вытекающим и боковым волнам, способным оказывать определенное влияние на диаграмму направленности. Для этого вывода получены аналитические соотношения для определения полюсов подынтегральных выражений, полностью описывающих поверхностные, вытекающие и боковые волны. По некоторым из полученных соотношений были проведены численные расчеты.

Заключение. Результаты показали, что мощность боковых волн равна нулю. Также из проведенных расчетов следует, что поле излучения поверхностных и вытекающих волн отсутствует, т. е. нет их вклада в диаграмму направленности.

Ключевые слова: круглый волновод, однородная теплозащита, поверхностные волны, потери электромагнитной энергии

Для цитирования: Михайлов В. Ф., Мажник И. В. Математическая модель бортовой антенны возвращаемых космических аппаратов с учетом поверхностных волн // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 6. С. 50–60. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-50-60

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 29.09.2022; принята к публикации после рецензирования 10.11.2022; опубликована онлайн 29.12.2022

Mathematical Model of the On-Board Antenna of Reentry Spacecraft Taking into Account Surface Waves

Victor F. Mikhailov ✉, Ilya V. Mazhnik

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

✉ vmikhailov@pochta.tvoe.tv

Abstract

Introduction. The onboard antennas of the returned hypersonic aircraft are weakly directional, which is achieved by radiation from the open end of the waveguide. When passing through dense layers of the atmosphere, they are exposed to aerodynamic heating, for protection from which a heat-resistant radio-transparent thermal protection is used. The case of uniform thermal protection of the antenna can be interpreted as the absence of heating or heating uniform in the thickness of the thermal protection.

Aim. The problem of obtaining an analytical description of the radiation characteristics of a circular waveguide closed by a flat homogeneous dielectric plate is solved. Since in such a formulation it is necessary to consider the resonant domain, a strict solution of Maxwell's equations is required

Materials and methods. Of the known analytical methods of solution, it is possible to use the method of integral transformations and the method of eigen functions. Both of these methods are used in the work. In this case, the assumption is used that the electrical parameters of the dielectric plate (thermal protection) and the geometric dimensions do not depend on time.

Results. The relations describing the directional pattern of a circular waveguide with dielectric thermal protection and taking into account the electrical parameters of thermal protection and its thickness are obtained. Expressions are also obtained for the fields of lateral, surface and outflow waves, from which it is possible to calculate the power output by these fields. Relations for the separation of singular points of integrand expressions into poles corresponding to surface, outflow and lateral waves are obtained. Surface, outflow and lateral waves can have a certain effect on the radiation pattern. To determine this conclusion, analytical relations are obtained for determining the poles of integrand expressions that fully describe surface, outflow and side waves. All the analytical results obtained correspond to Numerical calculations were carried out on some of the obtained ratios.

Conclusion. The results showed that the power of the side waves is zero. It also follows from the calculations carried out that there is no radiation field of surface and outgoing waves, i.e. there is no contribution of them to the radiation pattern.

Keywords: circular waveguide, uniform heat protection, surface waves, efficiency

For citation: Mikhailov V. F., Mazhnik I. V. Mathematical Model of the On-Board Antenna of Reentry Spacecraft Taking into Account Surface Waves. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 6, pp. 50–60. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-50-60

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

Submitted 29.09.2022; accepted 10.11.2022; published online 29.12.2022

Введение. Бортовые антенны возвращаемых космических аппаратов подвергаются интенсивному аэродинамическому нагреву при прохождении аппаратом плотных слоев атмосферы [1, 2]. В этих условиях для защиты антенн от внешних воздействий используется теплозащита, обладающая свойствами радиопрозрачности, нагревостойкости и термостабильности электрических параметров (относительной диэлектрической проницаемости ϵ и тангенса угла диэлек-

трических потерь $\operatorname{tg} \delta$). Даже у самых термостабильных диэлектриков электрические параметры существенно изменяются при высокотемпературном аэродинамическом нагреве [3–5]. Эти изменения приводят к заметному росту потерь в теплозащите, отражению от ее границ, а также к возникновению поверхностных и боковых волн. Оценка этих изменений совершенно необходима для определения радиотехнических характеристик бортовой радиоаппаратуры.

Математическая модель бортовой антенны

возвращаемых космических аппаратов с учетом поверхностных волн

Mathematical Model of the On-Board Antenna of Reentry Spacecraft Taking into Account Surface Waves

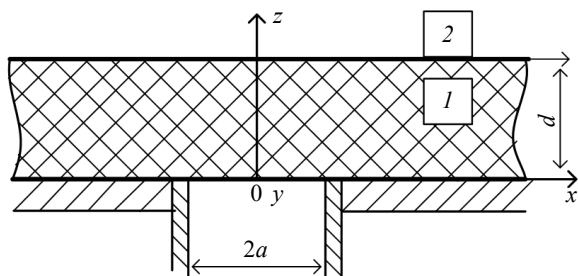


Рис. 1. Электродинамическая модель антенного окна:
 d – толщина однородного слоя теплозащиты; a – радиус волновода; x, y, z – декартовы координаты
(1 – область, занимаемая диэлектрической защитой;
2 – область за пластиной)

Fig. 1. Electrodynamic model of the antenna window:
 d – the thickness of a homogeneous layer of thermal protection;
 a – the radius of the waveguide; x, y, z – Cartesian coordinates
(1 – the area occupied by the dielectric protection;
2 – the area behind the plate)

Разработка математической модели бортовой антенны выполняется для электродинамической модели, представленной на рис. 1. В первом приближении рассматривается плоская однородная теплозащита толщиной d , закрывающая раскрыв антенны (открытый конец круглого волновода с радиусом a).

В общем случае решение задачи сводится к решению уравнений Максвелла для неоднородной среды и произвольного изменения электрических параметров среды во времени. При ряде упрощающих предположений задача решалась в приближении геометрической оптики, которое справедливо для квазиоптической области [6–8]. Для нашего случая (резонансная область) требуется строгое решение уравнений Максвелла. В первом приближении будем рассматривать плоскую однородную теплозащиту, что соответствует равномерному нагреву, а также нагрев теплозащиты с небольшим темпом, что можно интерпретировать как независимость от времени электрических параметров. Из аналитических методов решения возможно применение метода интегральных преобразований и метода собственных функций. Оба указанных метода будем использовать в дальнейшем.

Методы исследований. В первом приближении считается, что распространение поля в раскрыве излучателя не зависит от электрических и геометрических параметров диэлектрической теплозащиты. В этом случае уравнения Максвелла сводятся к волновому уравнению, которое можно решать как для

электрической, так и для магнитной компоненты поля излучения.

Решение для магнитной компоненты оказывается более удобным из-за простого вида граничных условий [9].

Волновое уравнение для магнитной компоненты H_y имеет вид

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial z^2} + k^2 \varepsilon H_y = 0, \quad (1)$$

где k – волновое число; ε – относительная диэлектрическая проницаемость; $\varepsilon = \varepsilon_1$ при $0 \leq z \leq d$; $\varepsilon = 1$ при $z > d$.

Уравнение (1) получено для плоской и однородной волны, что не выполняется для излучения бортовой антенны. Тогда для применения волнового уравнения используем концепцию углового спектра плоских волн, которая реализуется использованием преобразования Фурье по координатам x и y к уравнению (1). Получим

$$\frac{\partial^2 \hat{H}_y}{\partial z^2} + (k^2 \varepsilon - k_x^2 - k_y^2) \hat{H}_y = 0, \quad (2)$$

где

$$\hat{H}_y = \int \int_{-\infty}^{\infty} H_y(x, y, 0) \exp[-j(k_x x + k_y y)] dx dy$$

– прямое преобразование Фурье H_y (угловой спектр плоских волн); k_x, k_y – проекция волнового числа на оси x и y .

Решение (2) для области, занимаемой диэлектрической пластиной (область 1 на рис. 1, $0 < z < d$), известно и будет иметь следующий вид:

$$\hat{H}_y^{(1)} = D \exp(-jk_{z1} z) + L \exp(jk_{z1} z),$$

где D и L – постоянные интегрирования;
 $k_{z1} = \sqrt{k^2 \varepsilon - k_x^2 - k_y^2}$.

Для области 2, т. е. области за пластиной ($z \geq d$), получаем

$$\hat{H}_y^{(2)} = M \exp(-jk_z z),$$

где M – постоянная интегрирования;
 $k_z = \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2}$.

Для касательной магнитной составляющей поля H_x получаем следующие уравнения для спектральной составляющей $\hat{H}_x$:

$$\begin{aligned}\hat{H}_x^{(1)} &= A \exp(-jk_{z_1} z) + B \exp(jk_{z_1} z); \\ \hat{H}_x^{(2)} &= C \exp(-jk_z z),\end{aligned}$$

где A, B, C – постоянные интегрирования.

Спектральные составляющие электрического поля получим из уравнений, вытекающих из уравнения Максвелла:

$$\frac{\partial H_y}{\partial z} = -j\omega\epsilon_0\epsilon E_x; \quad \frac{\partial H_x}{\partial z} = j\omega\epsilon_0\epsilon E_y,$$

где ω – угловая частота; ϵ_0 – диэлектрическая постоянная. В результате

$$\begin{aligned}\hat{E}_x^{(1)} &= -\frac{k_{z_1}}{\omega\epsilon_0\epsilon_1} [D \exp(-jk_{z_1} z) - L \exp(jk_{z_1} z)]; \\ \hat{E}_x^{(2)} &= -\frac{k_z}{\omega\epsilon_0} M \exp(-jk_z z); \\ \hat{E}_y^{(1)} &= \frac{k_{z_1}}{\omega\epsilon_0\epsilon_1} [A \exp(-jk_{z_1} z) - B \exp(jk_{z_1} z)]; \\ \hat{E}_y^{(2)} &= \frac{k_z}{\omega\epsilon_0} [C \exp(-jk_z z)].\end{aligned}$$

Постоянные интегрирования A, B, C, D, L, M определяются из граничных условий при $z = 0$ и $z = d$. Будем рассматривать основную моду колебаний в круглом волноводе (волны типа H_{11}), тогда граничные условия примут вид

$$\begin{aligned}-\frac{k_{z_1}}{\omega\epsilon_0\epsilon_1} (D - L) &= \hat{E}_{x_0}; \\ \frac{k_{z_1}}{\omega\epsilon_0\epsilon_1} (A - B) &= \hat{E}_{y_0}; \\ D \exp(-jk_{z_1} d) - L \exp(jk_{z_1} d) &= \\ &= \frac{\epsilon_1 k_z}{k_{z_1}} M \exp(-jk_z d); \\ A \exp(-jk_{z_1} d) - B \exp(jk_{z_1} d) &= \\ &= \frac{\epsilon_1 k_z}{k_{z_1}} C \exp(-jk_z d);\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}&-k_x k_y [D \exp(-jk_{z_1} d) + L \exp(jk_{z_1} d)] + \\ &+ (k_1^2 - k_x^2) [A \exp(-jk_{z_1} d) + B \exp(jk_{z_1} d)] = \\ &= \epsilon_1 [(k^2 - k_x^2) C \exp(-jk_z d) - k_x k_y M \exp(-jk_z d)]; \\ &(k_1^2 - k_y^2) [D \exp(-jk_{z_1} d) + L \exp(jk_{z_1} d)] - \\ &- k_x k_y [A \exp(-jk_{z_1} d) + B \exp(jk_{z_1} d)] = \\ &= [(k^2 - k_y^2) M \exp(-jk_z d) - k_x k_y C \exp(-jk_z d)] \epsilon_1,\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}\hat{E}_{x_0} &= \iint_{\Pi} E_x(x', y', 0) \exp[-j(k_x x' + k_y y')] dx' dy'; \\ \hat{E}_{y_0} &= \iint_{\Pi} E_y(x', y', 0) \exp[-j(k_x x' + k_y y')] dx' dy',\end{aligned}$$

причем Π – область интегрирования по раскрыву круглого волновода; x', y' – координаты, отсчитываемые в раскрыве изучаемого волновода.

Не представляя подробных преобразований, приведем в полном виде выражения коэффициентов, входящих в решение волновых уравнений спектральных составляющих. При этом используем следующую замену переменных: $k_x = \beta \cos \alpha$,

$$k_y = \beta \sin \alpha, \quad k_z = \sqrt{k^2 - \beta^2}, \quad k_{z_1} = \sqrt{k^2 \epsilon_1 - \beta^2}.$$

Поскольку выражения коэффициентов получаются весьма громоздкими, для компактной формы записи применим следующие обозначения:

$$\begin{aligned}\sqrt{k^2 - \beta^2} &= a; \quad \sqrt{k^2 \epsilon_1 - \beta^2} = b; \quad \sqrt{k^2 \epsilon_1 - \beta^2} \cdot d = c; \\ \beta^2 \sin \alpha \cos \alpha &= e; \quad k^3 - \beta^2 \cos^2 \alpha = f; \\ k^2 \epsilon_1 - \beta^2 \cos^2 \alpha &= g; \\ k^2 - \beta^2 \sin^2 \alpha &= h; \quad k^2 \epsilon_1 - \beta^2 \sin^2 \alpha = l; \\ \sqrt{k^2 - \beta^2} \cdot d &= p.\end{aligned}$$

Тогда

$$\begin{aligned}A &= \frac{\omega\epsilon_0\epsilon_1}{b} \frac{\exp(jc)}{\Delta} \times \\ &\times \{ \hat{E}_x e a b k^2 (1 - \epsilon_1) (\cos c - j \sin c) + \\ &+ \hat{E}_y [e^2 (a + b) (j b \sin c + a \cos c) + \\ &+ (b f + a g) (-j \sin c h b \cos c l a)] \};\end{aligned} \quad (3)$$

$$B = A - \hat{E}_y \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_1}{b}; \quad (4)$$

$$C = \frac{b}{a} \exp[j(p+c)] \times \\ \times \left[\hat{E}_y \frac{\omega}{b} - j \frac{2A}{\varepsilon_1} \sin c \exp(-jc) \right]; \quad (5)$$

$$D = \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_1 \exp(jc)}{b\Delta} \times \\ \times \hat{E}_x \left[e^2(a+b)(jb \sin c + a \cos c) - \right. \\ \left. - (bh + al)(jlb \sin c + ag \cos c) + \right. \\ \left. + \hat{E}_y aebk^2(1 - \varepsilon_1)(j \sin c - \cos c) \right]; \quad (6)$$

$$L = D + \hat{E}_{x0} \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_1}{b}; \quad (7)$$

$$M = -\frac{b}{a} \exp[j(p+c)] \times \\ \times \left[\hat{E}_{x0} \frac{\omega \varepsilon_0}{b} + j \frac{2D}{\varepsilon_1} \sin c \exp(-jc) \right], \quad (8)$$

где

$$\Delta = 2\sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \sqrt{k^2 - \beta^2} \cdot k^2 \times \\ \times \left[j\sqrt{k^2 - \beta^2} \sin(\sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \cdot d) + \right. \\ \left. + \sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \cos(\sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \cdot d) \right] \times \\ \times \left[\varepsilon_1 \sqrt{k^2 - \beta^2} \cos(\sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \cdot d) + \right. \\ \left. + j\sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \sin(\sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \cdot d) \right].$$

На основании полученных выражений углового спектра плоских волн $\hat{E}_{x0}$ и $\hat{E}_{y0}$ для моды H_{11} и обратного преобразования Фурье получим [10]

$$E_x^{(1,2)} = \iint_{\Pi} F_{x1}^{(1,2)}(x, y, z, x', y', 0) \times \\ \times E_x(x', y', 0) dx' dy' + \\ + \iint_{\Pi} F_{x2}^{(1,2)}(x, y, z, x', y', 0) \times \\ \times E_y(x', y', 0) dx' dy'; \quad (9)$$

$$E_y^{(1,2)} = \iint_{\Pi} F_{y1}^{(1,2)}(x, y, z, x', y', 0) \times \\ \times E_x(x', y', 0) dx' dy' + \\ + \iint_{\Pi} F_{y2}^{(1,2)}(x, y, z, x', y', 0) \times \\ \times E_y(x', y', 0) dx' dy'. \quad (10)$$

Функции F в (9), (10) определяются на основании (3)–(8). После преобразования можно записать

$$F_{x1}^{(2)} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{j2 \sin(k_{z1} d)}{\Delta} - \right. \\ \left. - k_x^2 k_y^2 (k_z + k_{z1}) \times \right. \\ \times [jk_{z1} \sin(k_{z1} d) + k_z \cos(k_{z1} d)] + \\ \left. + [k_{z1} (k^2 - k_y^2) + k_z (k^2 \varepsilon_1 - k_y^2)] \times \right. \\ \times [j(k^2 - k_x^2) k_{z1} \sin(k_{z1} d) + \\ \left. + (k^2 \varepsilon_1 - k_x^2) k_z \cos(k_{z1} d)] - 1 \right\} \times \\ \times \exp \left\{ -j \left[k_z z - (k_z + k_{z1}) d \right] \right\} \times \\ \times \exp \left\{ -j\beta [(x' - x) \cos \alpha + \right. \\ \left. + (y' - y) \sin \alpha] \right\} \beta d\beta d\alpha = \\ = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2\pi} \Phi_x^{(2)} \exp(-jk_z z) \times \\ \times \exp \left\{ -j\beta [(x' - x) \cos \alpha + \right. \\ \left. + (y' - y) \sin \alpha] \right\} \beta d\beta d\alpha; \quad (11)$$

$$F_{x2}^{(2)} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2\pi} \frac{j2 \sin(k_{z1} d)}{\Delta} k_x k_y \times \\ \times k_{z1} k^2 k_z \exp(jk_z d) \times \\ \times \exp \left\{ -j \left[k_z z - (k_z + k_{z1}) d \right] \right\} \times \\ \times \exp \left\{ -j\beta [(x' - x) \cos \alpha + \right. \\ \left. + (y' - y) \sin \alpha] \right\} \beta d\beta d\alpha = \\ = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2\pi} \Phi_y^{(2)} \exp(-jk_z z) \times \\ \times \left\{ -j\beta [(x' - x) \cos \alpha + (y' - y) \sin \alpha] \right\} \beta d\beta da; \quad (12)$$

$$\begin{aligned}
 F_{y1}^{(2)} &= \\
 &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{j2 \sin(k_{z1}d)}{\Delta} k_x k_y k_z k_{z1} \times \right. \\
 &\times k^2 (1 - \varepsilon_1) [\cos(k_{z1}d) - j \sin(k_{z1}d)] \times \\
 &\times \exp[-j(k_z z) - (k_z + k_{z1})d] \times \\
 &\times \exp\{-j\beta[(x' - x)\cos\alpha + \\
 &+ (y' - y)\sin\alpha]\} \beta d\beta d\alpha = \\
 &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2\pi} \xi_x^{(2)} \exp(-jk_z z) \times \\
 &\times \exp\{-j\beta_x[(x' - x)\cos\alpha + \\
 &+ (y' - y)\sin\alpha]\} \beta d\beta d\alpha; \quad (13) \\
 F_{y2}^{(2)} &= \\
 &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2\pi} \left\{ \frac{j2 \sin(k_{z1}d)}{\Delta} \{k_x^2 k_y^2 (k_z + k_{z1}) \times \right. \\
 &\times [jk_{z1} \sin(k_{z1}d) + k_z \cos(k_{z1}d)] \} + \\
 &+ [k_{z1} (k^2 - k_x^2) + k_z (k^2 \varepsilon_1 - k_x^2)] \times \\
 &\times [-j(k^2 - k_y^2) k_{z1} \sin(k_{z1}d) - \\
 &- (k^2 \varepsilon_1 - k_y^2) k_z \cos(k_{z1}d)] - 1 \} \times \\
 &\times \exp\{-j[k_z z - (k_z + k_{z1})d]\} \times \\
 &\times \exp\{-j\beta[(x' - x)\cos\alpha + \\
 &+ (y' - y)\sin\alpha]\} \beta d\beta d\alpha = \\
 &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{2\pi} \xi_y^{(2)} \exp(-jk_z z) \times \\
 &\times \exp\{-j\beta[(x' - x)\cos\alpha + (y' - y)\sin\alpha]\} \beta d\beta d\alpha. \quad (14)
 \end{aligned}$$

Пусть круглый волновод в проводящем экране излучает основную волну H_{11} , тогда составляющие электрического поля в раскрыве при $z = 0$ имеют следующий вид [11]:

$$\begin{aligned}
 E_x(x', y', 0) &= E_r(r', \varphi') = \\
 &= \frac{-jH_0 a^2 \omega \mu_0}{\eta_{11}^2 r'} J_1\left(\frac{\eta_{11} r'}{a}\right) \cos \varphi';
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_y(x', y', 0) &= E_\varphi(r', \varphi') = \\
 &= \frac{jH_0 a \omega \mu_0}{\eta_{11}} J_1'\left(\frac{\eta_{11} r'}{a}\right) \sin \varphi',
 \end{aligned}$$

где r', φ' – цилиндрическая система координат; H_0 – амплитуда, определяемая мощностью источника поля; ω – угловая частота; μ_0 – абсолютная магнитная проницаемость воздуха; J_1 – функция Бесселя первого порядка; η_{11} – корень функции Бесселя;

$$J_1' = \frac{1}{2} \left[J_0\left(\frac{\eta_{11} r'}{a}\right) - J_2\left(\frac{\eta_{11} r'}{a}\right) \right]$$

– производная функции Бесселя первого порядка [12], где J_0 и J_2 – функции Бесселя первого рода нулевого и второго порядка соответственно.

Поверхностные волны могут изменить вид диаграммы направленности. В общем случае в соответствии с теоремой Коши интегралы для функций $F_{x1}^{(2)}, F_{y1}^{(2)}, F_{x2}^{(2)}, F_{y2}^{(2)}$ могут быть представлены в следующем виде:

$$F = \frac{1}{4\pi^2} \left[\int_l \dots d\beta + U(C_\varepsilon) \int_{l_\varepsilon} \dots d\beta + U(C_p) \int_{l_p} \dots d\beta \right], \quad (15)$$

где $U(C_{\varepsilon,p})$ – единичная функция Хевисайда;

$$\begin{aligned}
 C_{\varepsilon,p} &= \operatorname{Re} \left(\arcsin \frac{\beta_{\varepsilon,p}}{k} \right) \pm \varphi - \\
 &- \arccos \left[\operatorname{sch} J_m \left(\arcsin \frac{\beta_{\varepsilon,p}}{k} \right) \right]
 \end{aligned}$$

– величины, определяемые на комплексной плоскости β .

Первый интеграл по контуру l описывает диаграмму направленности и вычисляется методом перевала. Вторым интегралом l_ε вычисляется по берегам разреза, при этом разрез целесообразно выбрать так, чтобы это была прямая, параллельная мнимой оси на комплексной плоскости β .

Условия существования поверхностных и вытекающих волн определяются из расположения полюсов подынтегральных функций

$F_{x_1}^{(2)}, F_{y_1}^{(2)}, F_{x_2}^{(2)}, F_{y_2}^{(2)}$, причем полюсы соответствуют равенству нулю знаменателей отмеченных выражений. Представив знаменатель в виде множителей и выполнив ряд преобразований, получим следующее уравнение для полюсов:

$$\left[j\varepsilon_1 \sqrt{k^2 - \beta^2} - \sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \operatorname{tg} \left(d \sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \right) \right] \times \\ \times \left[j \sqrt{k^2 - \beta^2} + \sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \operatorname{ctg} \left(d \sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \right) \right] = 0.$$

Учитывая, что $\operatorname{Re}(k_z) \geq 0$, $j\varepsilon_1 \sqrt{k^2 - \beta^2} = \sqrt{\beta^2 - k^2}$, получим окончательно выражения для определения полюсов в виде следующих дисперсионных уравнений:

$$\varepsilon_1 \sqrt{\beta^2 - k^2} = \sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \operatorname{tg} \left(d \sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \right) \quad (16)$$

– для четных E -мод;

$$\sqrt{\beta^2 - k^2} = -\sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \operatorname{ctg} \left(d \sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \right) \quad (17)$$

– для нечетных H -мод.

По теореме Коши интеграл (15) по контуру l_p определится суммой вычетов:

$$\int_{l_p} \dots d\beta = \sum_{i=1}^n \operatorname{Res}(\beta_i), \quad (18)$$

где β_i – корни уравнений (16) и (17).

Для дифференциации особых точек на полюсы, определяющие поверхностные и вытекающие волны, целесообразно перейти с комплексной плоскости β на плоскость комплексного угла $\beta = k \sin \tau$, где $\tau = \tau_r + j\tau_j$, а индексы r и j обозначают реальную и мнимую части. Поверхностная волна будет иметь место при

$$\tau_r = \pi/2; \tau_j > 0.$$

Вытекающие волны находятся в следующей области комплексных углов: $0 < \tau_r < \pi$, кроме $\tau_r = \pi/2$; $\tau_j > 0$. При этом область $0 < \tau_r < \pi$ определяет обратную волну, не удовлетворяющую условиям излучения на бесконечности.

При наличии потерь в диэлектрической теплозащите бортовой антенны имеем

$k_1 = k_r - jk_j$, тогда полюсы, соответствующие соотношениям для комплексного угла τ :

$$\tau_r = \arccos \left(-\frac{\varepsilon \operatorname{tg} \delta}{\operatorname{sh} \tau_j} \right); \varepsilon - \sqrt{1 - \frac{\varepsilon^2 \operatorname{tg}^2 \delta}{\operatorname{sh}^2 \tau_j}} \operatorname{ch} \tau_j < 0.$$

Если $\cos \tau_r \operatorname{sh} \tau_j \neq -\varepsilon \operatorname{tg} \delta$, то полюсы, удовлетворяющие этому соотношению, определяют поле вытекающей волны.

Для определения вклада поверхностных волн в диаграмму излучения, исходя от интеграла (15) по контуру l_θ , необходимо в (9) и (10) подставить следующие выражения:

$$F_{x_{1E}}^{(2)} = \frac{j}{2\pi} \times \\ \times \sum_{i=1}^n \frac{U(C_{p_i}) \int_0^{2\pi} \varphi_x^{(2)}(\beta_i, \alpha) N(\beta_i, \alpha) d\alpha \psi_1(\beta_i)}{\psi_1'(\beta_i)} \Big|_{\beta_i = \beta_i^E}; \quad (19)$$

$$F_{x_{2E}}^{(2)} = \frac{j}{2\pi} \times \\ \times \sum_{i=1}^n \frac{U(C_{p_i}) \int_0^{2\pi} \varphi_y^{(2)}(\beta_i, \alpha) N(\beta_i, \alpha) d\alpha \psi_1(\beta_i)}{\psi_1'(\beta_i)} \Big|_{\beta_i = \beta_i^E}; \quad (20)$$

$$F_{y_{1E}}^{(2)} = \frac{j}{2\pi} \times \\ \times \sum_{i=1}^n \frac{U(C_{p_i}) \int_0^{2\pi} \xi_x^{(2)}(\beta_i, \alpha) N(\beta_i, \alpha) d\alpha \psi_1(\beta_i)}{\psi_1'(\beta_i)} \Big|_{\beta_i = \beta_i^E}; \quad (21)$$

$$F_{y_{2E}}^{(2)} = \frac{j}{2\pi} \times \\ \times \sum_{i=1}^n \frac{U(C_{p_i}) \int_0^{2\pi} \xi_y^{(2)}(\beta_i, \alpha) N(\beta_i, \alpha) d\alpha \psi_1(\beta_i)}{\psi_1'(\beta_i)} \Big|_{\beta_i = \beta_i^E}, \quad (22)$$

где

$$\psi_1(\beta) = j \operatorname{ctg} \left(\sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \cdot d \right) \times \\ \times k^2 \varepsilon_1 \sqrt{k^2 - \beta^2} - k^2 \sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2}; \\ N = -2 \sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2} \sqrt{k^2 - \beta^2} \cdot k^2 \exp(-jk_z z) \times \\ \times \exp \{ -j\beta [(x' - x) \cos \alpha + (y' - y) \sin \alpha] \beta \};$$

индекс E обозначает моду.

При нахождении этих точек можно будет определить вклад поверхностных волн.

Выражения $F_{x1H}^{(2)}, F_{y1H}^{(2)}, F_{x2H}^{(2)}, F_{y2H}^{(2)}$ для H -мод будут характеризоваться уравнениями, аналогичными (11)–(14), в которых заменятся $\psi_1(\beta)$ на $\psi_2(\beta)$ и $\psi'_1(\beta)$ на $\psi'_2(\beta)$, которые и будут рассчитываться для значений β соответствующих полюсов β_i^H , причем

$$\psi_2(\beta) = \sqrt{k^2 - \beta^2} - j \operatorname{ctg}\left(d\sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2}\right) \sqrt{k^2 \varepsilon_1 - \beta^2}.$$

Выражения $F_{x1E}^{(2)}, F_{y1E}^{(2)}, F_{x2E}^{(2)}, F_{y2E}^{(2)}$ запишутся аналогично выражениям с заменой, соответственно, $\varphi_{xN}^{(2)}$ на $\varphi_{xN}^{(1)}$; $\varphi_{yN}^{(2)}$ на $\varphi_{yN}^{(1)}$; $\zeta_{xN}^{(2)}$ на $\zeta_{xN}^{(1)}$; $\zeta_{yN}^{(2)}$ на $\zeta_{yN}^{(1)}$, где

$$\begin{aligned}\varphi_{xN}^{(1)} &= \varphi_{x(-)}^{(1)} (N_{(-)} - N_{(+)}) - N_{(+)}; \\ \varphi_{yN}^{(1)} &= \varphi_{y(-)}^{(1)} (N_{(-)} - N_{(+)}); \\ \zeta_{xN}^{(1)} &= \zeta_{x(-)}^{(1)} (N_{(-)} + N_{(+)}); \\ \zeta_{yN}^{(1)} &= \zeta_{y(-)}^{(1)} (N_{(-)} - N_{(+)}) - N_{(+)}.\end{aligned}$$

Здесь $N_{(-)}$ соответствует выражению N с заменой $\exp(-jk_z z)$ на $\exp(-jk_{z1} z)$; $N_{(+)}$ соответствует N с заменой $\exp(-jk_z z)$ на $\exp(-jk_{z1} z)$;

$$\begin{aligned}\varphi_{x(-)}^{(1)} &= \frac{\exp(jk_{z1} d)}{\Delta} \left\{ k_x^2 k_y^2 (k_z + k_{z1}) \times \right. \\ &\times \left[jk_{z1} \sin(k_{z1} d) + k_z \cos(k_{z1} d) \right] - \\ &- \left[k_{z1} (k^2 - k_y^2) + k_z (k^2 \varepsilon_1 - k_y^2) \right] \times \\ &\times \left[(k^2 - k_x^2) k_{z1} \sin(k_{z1} d) + \right. \\ &\left. + k_z (k^2 \varepsilon_1 - k_x^2) \cos(k_{z1} d) \right] \Big\}; \\ \varphi_{y(-)}^{(1)} &= \zeta_{x(-)}^{(1)} \frac{k_z k_{z1} k_x k_y k^2 (\varepsilon_1 - 1)}{\Delta};\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\zeta_{y(-)}^{(1)} &= \frac{\exp(jk_{z1} d)}{\Delta} \times \\ &\times \left\{ \left[k_{z1} (k^2 - k_x^2) + k_z (k^2 \varepsilon_1 - k_x^2) \right] \times \right. \\ &\times \left[jk_{z1} (k^2 - k_y^2) \sin(k_{z1} d) + \right. \\ &\left. + k_z (k^2 \varepsilon_1 - k_y^2) \cos(k_{z1} d) \right] - \\ &\left. - k_x^2 k_y^2 (k_z + k_{z1}) \left[jk_{z1} \sin(k_{z1} d) + k_z \cos(k_{z1} d) \right] \right\}.\end{aligned}$$

Выражения $F_{x1H}^{(1)}, F_{y1H}^{(1)}, F_{x2H}^{(1)}, F_{y2H}^{(1)}$ оказываются аналогичны соответствующим выражениям E -мод, в которых выполнена замена $\psi_1(\beta_i)$ и $\psi'_1(\beta_i)$ на $\psi_2(\beta_i)$ и $\psi'_2(\beta_i)$.

Поверхностные волны при определенных условиях могут отводить большую часть мощности, подводимой для излучения. Для расчета этой ситуации необходимо найти полные выражения поверхностных волн, а не только в точке перевала. Рассчитать поля поверхностных волн в диэлектрической теплозащите и воздухе можно по (9), (10) и (18) совместно с (19)–(22), исключив из этих выражений множители в виде функций Хевисайда. Количественную оценку влияния поверхностных волн выполним следующим образом:

$$\nu = \frac{P_{\text{пов}}}{P_{\text{пад}}},$$

где $P_{\text{пов}}$ – мощность поверхностных волн; $P_{\text{пад}}$ – мощность падающая, подводимая к излучателю.

Мощность может быть рассчитана по следующему выражению:

$$P_{\text{пов}} = \frac{1}{2Z_0} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} |E_\theta|^2 + |E_\varphi|^2 r^2 \sin \theta d\theta d\varphi,$$

где

$$\begin{aligned}E_\theta &= E_x \cos \theta \cos \varphi + E_y \cos \theta \sin \varphi - E_z \sin \theta; \\ E_\varphi &= E_y \cos \varphi - E_x \sin \varphi; \\ E_z &= \frac{1}{j\omega \varepsilon_0 Z_0} \frac{\partial E_x}{\partial x}; \\ r &= \sqrt{z^2 + (x' - x)^2 + (y' - y)^2}.\end{aligned}$$

Для круглого волновода с волной H_{11} имеем

$$P_{\text{пад}} = Z_0 H_0^2 \frac{k \pi a^4}{4} \sqrt{k^2 - (\eta_{11}/a)^2} \times \\ \times [J_1(\eta_{11})/\eta_{11}]^2 [1 - 1/\eta_{11}^2],$$

где Z_0 – волновое сопротивление свободного пространства;

$$P_{\text{пов}} = P_{\text{пов}}^{(1,2)E} + P_{\text{пов}}^{(1,2)H}.$$

Расчет $P_{\text{пов}}^{(1)E,H}$ выполняется по (15) с заменой Z_0 на $Z_a = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_1}}$.

Результаты. Расчет потери энергии на поверхностные волны основывается только на известных температурных зависимостях электрических параметров теплозащиты. Температурные зависимости определяются видом теплозащиты антенны, а значение температуры – траекторией полета. При интенсивном нагреве теплозащиты в разы возрастает тангенс угла диэлектрических потерь. При расчете будем считать, что нагрев по толщине теплозащиты равномерный.

На рис. 2 изображены потери на поверхностные волны для различных материалов. Для расчета взят круглый волновод с радиусом $a = 1.2$ см и длиной волны $\lambda = 3$ см. В результате расчета было выявлено, что мощность поверхностных волн в теплозащите сильно возрастает при росте тангенса угла диэлектрических потерь и относительной диэлектрической проницаемости [13–15]. На рис. 3 изображены потери на поверхностные волны для разной толщины теплозащиты. Из него следует, что при увеличении толщины теплозащиты, влияние поверхностных волн возрастает.

Заключение. Получены выражения для полей поверхностных волн, которые позволяют рассчитать мощность, поглощающую в себя

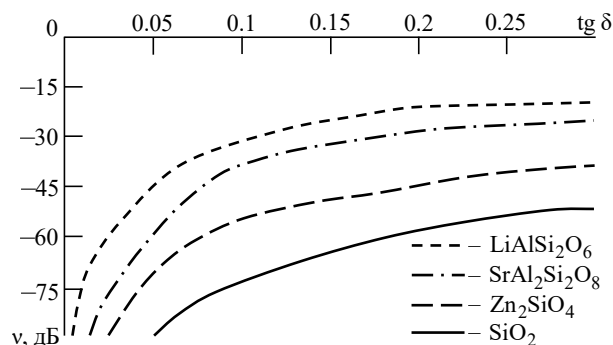


Рис. 2. Влияние поверхностных волн на потери мощности в бортовой антенне при $d = 3$

Fig. 2. The effect of surface waves on the power loss in the on-board antenna at $d = 3$

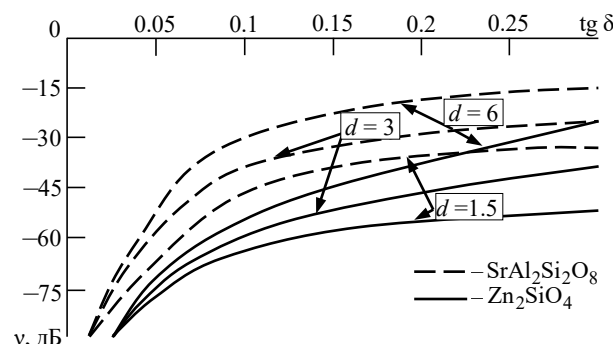


Рис. 3. Влияние поверхностных волн на потери в бортовой антенне с разной толщиной теплозащиты

Fig. 3. The effect of surface waves on losses in an on-board antenna with different thicknesses of thermal protection

часть подводимой мощности. Получены соотношения для разделения особых точек подынтегральных функций на полюсы, соответствующие поверхностным волнам. Для этого вывода были получены аналитические соотношения для определения полюсов подынтегральных функций, полностью описывающих поверхностные волны. По результатам расчета влияния поверхностных волн на радиотехнические характеристики бортовой антенны с теплозащитой можно разработать рекомендации по выбору теплозащиты, которая обеспечит наивысшую стабильность характеристик антенн в условиях эксплуатации и снизит чувствительность к воздействию высокотемпературного нагрева.

Список литературы

1. Meseguer J., Perez-Grande I., Sanz-Andres A. Thermal protection systems // Spacecraft Thermal Control. 2012. P. 305–325. doi: 10.1533/9780857096081.305
2. Mikhailov V. F. Characteristics of radiation of a round waveguide through a flat homogeneous

heat shield // Intechopen. 2020. doi: 10.5772/intechopen.92036

3. Abanti Nag, Rayasa Rao, Prasanta Panda High temperature ceramic radomes (HTCR) – A review // Ceramics International. 2021. Vol. 47, iss. 15. P. 20793–20806. doi: 10.1016/j.ceramint.2021.04.203

4. Toward the Nonstationary Theory of a Telecommunication Channel Through a Plasma Sheath / A. V. Bogatskaya, E. A. Volkova, N. V. Klenov, M. V. Tereshonok, A. M. Popov // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2020. Vol. 68, № 6. P. 4831–4838. doi: 10.1109/TAP.2020.2972649
5. Serdyuk V. Method of additive regularization of field integrals in the problem of electromagnetic diffraction by a slot in a conducting screen, placed before a dielectric layer // Progress in Electromagnetics Research B. 2019. Vol. 83. P. 129–151. doi: 10.2528/PIERB18102906
6. Дворянинов С. М. Антенные устройства / Самарский гос. техн. ун-т. Самара, 2007. 449 с.
7. Jiannan Tu, Song Paul, Reinisch Bodo W. Plasma sheath structures around a radio frequency antenna // J. of Geophysical Research. 2008. Vol. 114, iss. A7. P. 1–12. doi: 10.1029/2008ja013097
8. Best S. R. Advance in the Design of Electrically Small Antennas, Short Course // IEEE AP Symp. Columbus: IEEE, 2003. P. 18–27.
9. Михайлов В. Ф., Победоносцев К. А. Прогнозирование эксплуатационных характеристик антенн с теплозащитой. СПб.: Судостроение, 1994. 300 с.
10. Mikhailov V. F., Mazhnik I. V. Calculation of Radiation Characteristics of a Circular Waveguide Covered by Thermal Protection // 2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF). Saint Petersburg, Russia, 01–05 June 2020. IEEE, 2020. P. 1–5. doi: 10.1109/WECONF48837.2020.9131552
11. Collin E. R. Foundations for Microwave Engineering. 2nd ed. New Jersey: Wiley-IEEE Press, 2001. 944 p.
12. Li S., Zhu Z. A numerical method to determine mode content in circular waveguide based on an integral identity equation // Applied Mathematical Modelling, 2012. Vol. 36, № 7. P. 2926–2934. doi: 10.1016/j.apm.2011.09.067
13. Пат. RU 2610048 C2 C04B 35/80 (2006.01). Высокотермостойкий радиопрозрачный неорганический стеклопластик и способ его получения / Я. Б. Феодосий, К. Н. Любовь, П. А. Степанов; опубл. 07.02.2017. Бюл. № 4.
14. Ивахненко Ю. А., Варрик Н. М., Максимов В. Г. Высокотемпературные радиопрозрачные керамические композиционные материалы для обтекателей антенн и других изделий авиационной техники (обзор) // Тр. ВИАМ. 2016. № 5. С. 34–41. doi: 10.18577/2307-6046-2016-0-5-5-5
15. Influence of the method for producing radio-transparent ceramics based on the system SrO–BaO–Al₂O₃–SiO₂ on its properties / E. V. Chefranov, E. Y. Fedorenko, R. V. Krivobok, G. V. Lisachuk, I. A. Gusarova // SRRTC. 2018. Vol. 117. P. 167–175. doi: 10.35857/2663-3566.117.16

Информация об авторах

Михайлов Виктор Федорович – доктор технических наук (1986), профессор (1988), почетный работник высшего профессионального образования (2006). Профессор Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор более 340 научных работ. Сфера научных интересов – микроволновая техника.

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

E-mail: vmikhailov@pochta.tvoe.tv

<https://orcid.org/0000-0002-1441-8032>

Мажник Илья Валерьевич – магистр (2021) по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи", Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов – антенны и распространение радиоволн.

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

E-mail: ilya.mazhnik@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5165-0685>

References

1. Meseguer J., Perez-Grande I., Sanz-Andres A. Thermal Protection Systems. Spacecraft Thermal Control. 2012, pp. 305–325. doi: 10.1533/9780857096081.305
2. Mikhailov V. F. Characteristics of Radiation of a Round Waveguide through a Flat Homogeneous Heat Shield. Intechopen, 2020. doi: 10.5772/intechopen.92036
3. Abanti Nag, Rayasa Rao, Prasanta Panda. High Temperature Ceramic Radomes (HTCR) – A Review // Ceramics International. 2021, vol. 47, iss. 15. pp. 20793–20806. doi: 10.1016/j.ceramint.2021.04.203

4. Bogatskaya A. V., Volkova E. A., Klenov N. V., Tereshonok M. V., Popov A. M. Toward the Nonstationary Theory of a Telecommunication Channel Through a Plasma Sheath. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2020, vol. 68, no. 6, pp. 4831–4838. doi: 10.1109/TAP.2020.2972649
5. Serdyuk V. Method of Additive Regularization of Field Integrals in the Problem of Electromagnetic Diffraction by a Slot in a Conducting Screen, Placed Before a Dielectric Layer. *Progress in Electromagnetics Research B*. 2019, vol. 83, pp. 129–151. doi: 10.2528/PIERB18102906
6. Dvorjaninov S. M. *Antennye ustrojstva* [Antenna Devices]. Samara, *Samarskij gosudarstvennyj tekhnicheskij universitet*, 2007, 449 p. (In Russ.)
7. Jiannan Tu, Song Paul, Reinisch Bodo W. Plasma Sheath Structures around a Radio Frequency Antenna. *J. of Geophysical Research*. 2008, vol. 114, iss. A7, pp. 1–12. doi: 10.1029/2008ja013097
8. Best S. R. Advance in the Design of Electrically Small Antennas, Short Course. *IEEE AP Symposium*, Columbus, 2003, pp. 18–27.
9. Mihajlov V. F., Pobedonoscev K. A. *Prognozirovanie jekspluatacionnyh harakteristik antenn s teplozashhitoy* [Predicting the Performance of Thermally Shielded Antennas]. SPb., *Sudostroenie*, 1994, 300 p. (In Russ.)
10. Mikhailov V. F., Mazhnik I. V. Calculation of Radiation Characteristics of a Circular Waveguide Covered by Thermal Protection. *2020 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*. Saint Petersburg, Russia, 01–05 June 2020. IEEE, 2020, pp. 1–5. doi: 10.1109/WECONF48837.2020.9131552
11. Collin E. R. *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed. New Jersey, Wiley-IEEE Press, 2001, 944 p.
12. Li S., Zhu Z. A Numerical Method to Determine Mode Content in Circular Waveguide Based on an Integral Identity Equation. *Applied Mathematical Modelling*. 2012, vol. 36, no. 7, pp. 2926–2934. doi: 10.1016/j.apm.2011.09.067
13. Feodosij Ja. B., Ljubov' K. N., Stepanov P. A. Pat. RU 2610048 C2 C04B 35/80 (2006.01). *Vysokotermostojkij radioprozrachnyj neorga-nicheskij stekloplastik i sposob ego poluchenija* [Highly Heat-Resistant Radio-Transparent Inorganic Fiberglass and Method for Its Production]. Publ. 07.02.2017. (In Russ.)
14. Ivakhnenko Yu. A., Varrik N. M., Maksimov V. G. High-Temperature Radio-Transparent Ceramic Composite Materials for Radomes of Antennas and Other Products of Aviation Technology (Review). *Proc. of VIAM*. 2016, no. 5, pp. 34–41. doi: 10.18577/2307-6046-2016-0-5-5-5 (In Russ.)
15. Chefranov E. V., Fedorenko E. Y., Krivobok R. V., Lisachuk G. V., Gusarova I. A. Influence of the Method for Producing Radiotransparent Ceramics Based on the System $\text{SrO-BaO-Al}_2\text{O}_3\text{-SiO}_2$ on Its Properties. *SRRTC*. 2018, vol. 117, pp. 167–175. doi: 10.35857/2663-3566.117.16

Information about the authors

Victor F. Mikhailov, Dr Sci. (Eng.) (1986), Professor (1988), honorary worker of the higher school (2006). Professor of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 340 scientific publications. Area of expertise: microwave technology.

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

E-mail: vmikhailov@pochta.tvoe.tv

<https://orcid.org/0000-0002-1441-8032>

Ilya V. Mazhnik, Master in "Infocommunication Technologies and Communication Systems" (2021), St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 11 scientific publications. Area of expertise: antennas and propagation of radio waves.

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

E-mail: ilya.mazhnik@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5165-0685>

Выбор схемы программирования мемристорных элементов

Е. А. Букварев¹, К. С. Фомина^{1✉}, С. А. Щаников²

¹Нижегородский государственный технический университет
им. Р. Е. Алексеева, Нижний Новгород, Россия

²Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
им. А. Г. и Н. Г. Столетовых, Муром, Россия

✉ksf96@mail.ru

Аннотация

Введение. Массив мемристивных элементов может быть использован в перспективных системах нейровычислений в качестве программируемого сопротивления (аналогового коэффициента умножения) при проведении операций аналогового умножения векторов дискретного по времени. Для формирования требуемого сопротивления мемристор должен быть подвергнут процедуре "программирования". В статье рассматриваются типовые схемы программирования и предлагается новая схема универсального устройства программирования мемристора.

Цель работы. Выявить или разработать оптимальную схему программирования мемристоров, анализируя преимущества и недостатки существующих способов.

Материалы и методы. Процедура программирования может быть осуществлена двумя способами – SET и RESET, связанными с различным направлением движения по вольт-амперной характеристике мемристора и его переводом в то или иное состояние. Контроль процесса программирования осуществляется в программе схемотехнического моделирования LTspice.

Результаты. Проанализированы типовые схемы программирования мемристора, выявлены преимущества и недостатки существующих способов. Предложена новая универсальная схема с использованием переменного резистора. Проведено схемотехническое моделирование при фиксированном значении сопротивления переменного резистора и при вариации разных значений сопротивления в пределах допустимых значений сопротивлений мемристора.

Заключение. Режим программирования SET позволяет достичь большей линейности изменения сопротивления мемристора по сравнению с режимом RESET. Применение схемы с использованием переменного резистора и двухполярного источника напряжения позволяет осуществить программирование любого типа и исключает необходимость перекоммутации мемристора. Результаты моделирования подтверждают работоспособность предложенного способа. Дополнительно к наличию компаратора в схему можно ввести и АЦП для возможности выбора средства измерения сопротивления мемристора как в процессе проведения программирования, так и для целей контроля сопротивления мемристора по окончании процедуры.

Ключевые слова: мемристор, программируемое сопротивление, аналоговые нейровычисления, схема программирования, искусственный интеллект

Для цитирования: Букварев Е. А., Фомина К. С., Щаников С. А. Выбор схемы программирования мемристорных элементов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 6. С. 61–69. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-61-69

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке субсидии Министерства науки и высшего образования РФ (проект № 13.2251.21.0098, соглашение № 075-15- 2021-1017).

Статья поступила в редакцию 07.06.2022; принята к публикации после рецензирования 28.07.2022; опубликована онлайн 29.12.2022



Selecting a Programming Scheme for Memristor Elements

Evgenii A. Bukvarev¹, Ksenia S. Fomina^{1✉}, Sergei A. Shchanikov²

¹Nizhny Novgorod State Technical University named after R. E. Alekseev, Nizhny Novgorod, Russia

²Murom Institute (branch) of Vladimir State University, Murom, Russia

✉ksf96@mail.ru

Abstract

Introduction. An array of memristive elements can be used in prospective neural computing systems as a programmable resistance (analog multiplication factor) when performing operations of analog vector multiplication, discrete in time. To form the required resistance, the memristor should be subjected to a programming procedure. This article discusses conventional programming schemes and proposes a new versatile programming scheme for memristor elements. **Aim.** To identify or develop an optimal programming scheme for memristors by analyzing the advantages and disadvantages of existing methods.

Materials and methods. The programming procedure can be carried out using either SET or RESET, depending on a different direction of movement according to the volt-ampere characteristic of the memory and its transfer to a particular state. The programming process is controlled in the LTspice circuit modeling program.

Results. Typical programming schemes of memristors were analyzed; advantages and disadvantages of existing methods were revealed. A new versatile circuit based on a variable resistor was proposed. The circuit was simulated both under a fixed resistance of the variable resistor and when varying the memristor resistance values within their permissible range.

Conclusion. In comparison with the RESET mode, the SET programming mode provides for a greater linearity of variations in the memristor resistance. The use of a circuit based on a variable resistor and a bipolar voltage source allows programming of any type and eliminates the need for recommutation of the memristor. The simulation results confirm the feasibility of the proposed method. The proposed circuit can be complemented not only with a comparator, but also with an ADC. This will provide the possibility of selecting various means for measuring the memristor resistance both during programming and for the purpose of monitoring the memristor resistance at the end of the procedure.

Keywords: memristor, programmable resistance, analog neural calculations, programming scheme, artificial intelligence

For citation: Bukvarev E. A., Fomina K. S., Shchanikov S. A. Selecting a Programming Scheme for Memristor Elements. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 6, pp. 61–69. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-61-69

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

Acknowledgements. The project was supported by a Grant from the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (project no. 13.2251.21.0098, Agreement no. 075-15- 2021-1017).

Submitted 07.06.2022; accepted 28.07.2022; published online 29.12.2022

Введение. Мемристор – пассивный элемент в микроэлектронике, способный изменять свое сопротивление под действием электрического поля и протекающего через него заряда, а также сохранять его длительное время. Мемристор обладает нелинейной вольт-амперной характеристикой (ВАХ). Массив мемристорных элементов может быть использован в перспективных системах нейровычислений [1–4] в качестве программируемого сопротивления (аналогового коэффициента умножения) [5, 6] при проведении операций аналогового умножения векторов [7]. Важной научно-технической задачей явля-

ется разработка методов и аппаратных средств, осуществляющих непосредственную работу с массивами мемристорных элементов и позволяющих измерять (режим чтения) и контролируемо изменять (режим программирования) их сопротивление. В статье рассматриваются типовые схемы программирования, а также предлагается новая схема универсального устройства программирования. Данная схема разработана для мемристорных элементов типа "металл–диэлектрик–метал", где в качестве основного диэлектрика используется стабилизированный иттрием диоксид циркония [8, 9]. Однако она

Выбор схемы программирования мемристорных элементов
Selecting a Programming Scheme for Memristor Elements

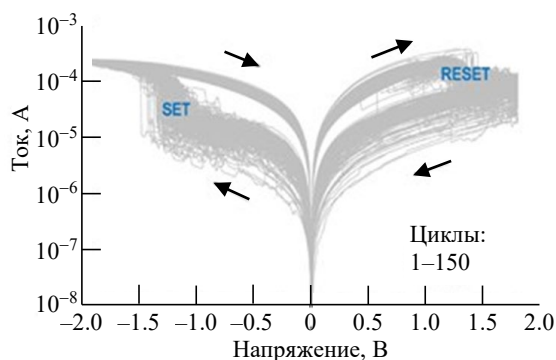


Рис. 1. Вольт-амперная характеристика экспериментального образца мемристора кроссбара с указанием переходов

Fig. 1. IV-curve of an experimental sample of a cross-bar memristor with indicating transitions

может быть легко адаптирована путем подбора номиналов электронных компонентов для работы с мемристорами, выполненными по разным технологиям. ВАХ использованных мемристоров со структурой Au (20 нм)/Ta (20 нм)/ZrO₂ (12 %, 20 нм)/Pt (50 нм)/Ti (10 нм) представлена на рис. 1. Данная ВАХ построена при подаче на мемристор пилообразной развертки по напряжению в пределах $-2 \dots 2$ В. Разработанные мемристоры являются весьма низковольтными, что важно для энергоэффективных нейровычислений, и для их программирования во всех режимах достаточно, чтобы формирователи тока и напряжения работали в указанных диапазонах значений.

С целью исключения нежелательного изменения сопротивления данных мемристоров в режиме чтения [10] напряжение источников сигнала целесообразно выбрать в диапазоне $-0.25 \dots 0.25$ В. Этот диапазон соответствует участку ВАХ, на котором отсутствует гистерезис (рис. 1).

При изменении напряжения на мемристоре проходящий через него ток меняется, как указано стрелками на рис. 1. Существует два граничных состояния мемристора [11, 12]:

- 1) LRS (Low Resistance State) – низкоимпедансное состояние;
- 2) HRS (High Resistance State) – высокоимпедансное состояние.

По мере движения по ВАХ мемристивный элемент может переходить из HRS в LRS. Такой переход носит название "SET". Переход в

обратном направлении – от LRS к HRS – принято называть "RESET" [11, 12].

Процедуру программирования мемристора в переходе "SET" принято называть [11] "Decremental programming" или понижающей, а в переходе "RESET" – "Incremental programming", т. е. увеличивающей сопротивление.

Переход в высокоимпедансное состояние.

Типовая схема программирования в "RESET", заимствованная из [11], представлена на рис. 2.

Подобные схемы программирования приведены также в [12, 13]. На схеме показан входной буфер, в который приходит цифровой сигнал IN; V_H – напряжение высокого уровня; V_L – напряжение низкого уровня. Он соединен с программируемым мемристорм $m(t)$, положительная клемма которого соединяется со входом преобразователя "ток–напряжение". Выходное напряжение преобразователя сравнивается с пороговым значением V_{th} с помощью стробируемого сигналом "sync" компаратора.

Принцип работы данной схемы состоит в следующем: мемристор переводится в LRS-состояние, затем на его вход подаются импульсы с заданными длительностью (в нашем случае 40 мкс) и периодом (100 мкс). С каждым новым импульсом проводимость мемристора постепенно уменьшается, а напряжение "op_out" на выходе преобразователя увеличивается за счет уменьшения отношения сопротивлений $R2/R[m(t)]$. Когда проводимость уменьшится до заданного значения, процесс прерывается, а мемристор считается запрограммированным.

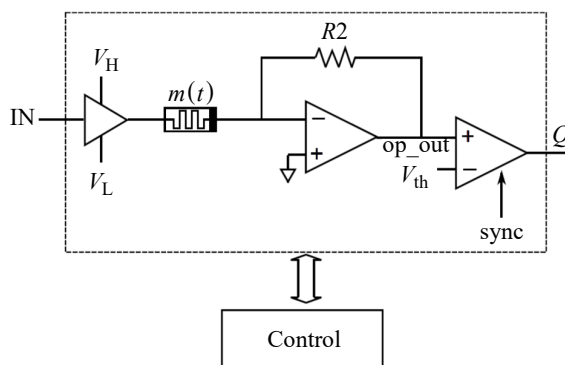


Рис. 2. Схема программирования мемристора в высокоимпедансное состояние

Fig. 2. Programming scheme of a memristor in a high-impedance state

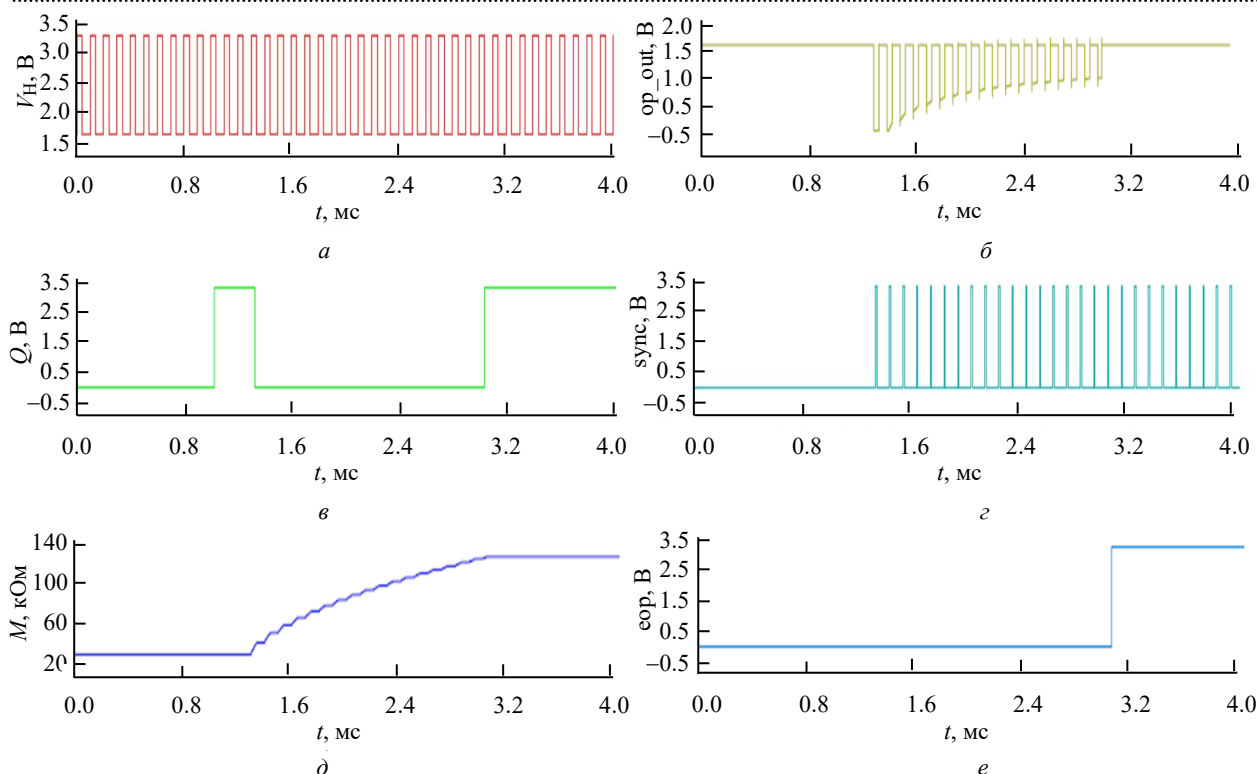


Рис. 3. Результаты моделирования схемы программирования мемристора в высокоимпедансное состояние: а – график входных импульсов; б – напряжение на выходе операционного усилителя; в – выходной сигнал компаратора; г – стробимпульсы; д – график сопротивления мемристора; е – сигнал окончания процесса программирования

Fig. 3. Modeling the programming scheme of a memristor in a high-impedance state:

а – input signal; б – output voltage of the operational amplifier; в – comparator output signal; г – strobe pulses; д – a plot of the programmed memristance; е – signal of the end of programming

Результаты моделирования схемы представлены на рис. 3. Такой способ удобен тем, что его возможно реализовать в рамках совмещенной архитектуры управления кроссбаром. Таким образом, источник рабочего напряжения можно совместить с источником напряжения программирования, приемник – с АЦП, а сам процесс программирования можно попробовать распараллелить по строкам [13].

Однако характер изменения сопротивления мемристора в процессе программирования имеет достаточно нелинейный характер (рис. 3).

Переход в низкоимпедансное состояние.

Типовая схема программирования в "SET", заимствованная из [11], приведена на рис. 4. От рассмотренной ранее схема отличается тем, что программируемый мемристор теперь находится в цепи обратной связи преобразователя "ток–напряжение". Операционный усилитель (ОУ) в такой схеме является для мемристора источником тока величиной $U_{in}/R1$. Иными словами, схему программирования в "SET"

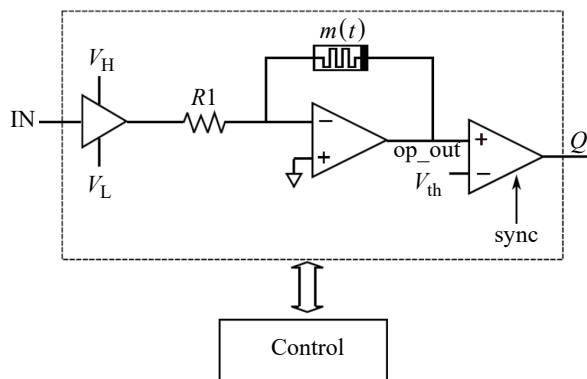


Рис. 4. Схема программирования мемристора в низкоимпедансное состояние

Fig. 4. Programming scheme of a memristor in a low-impedance state

можно назвать токовой. Следом за преобразователем "ток–напряжение" расположен стробируемый сигналом "sync" компаратор с пороговым значением напряжения V_{th} .

Результаты моделирования данной схемы представлены на рис. 5. В отличие от предыдущей схемы программирующие импульсы инвертированы. Начальное состояние мемристора – высокоимпедансное (HRS). Затем, по мере уве-

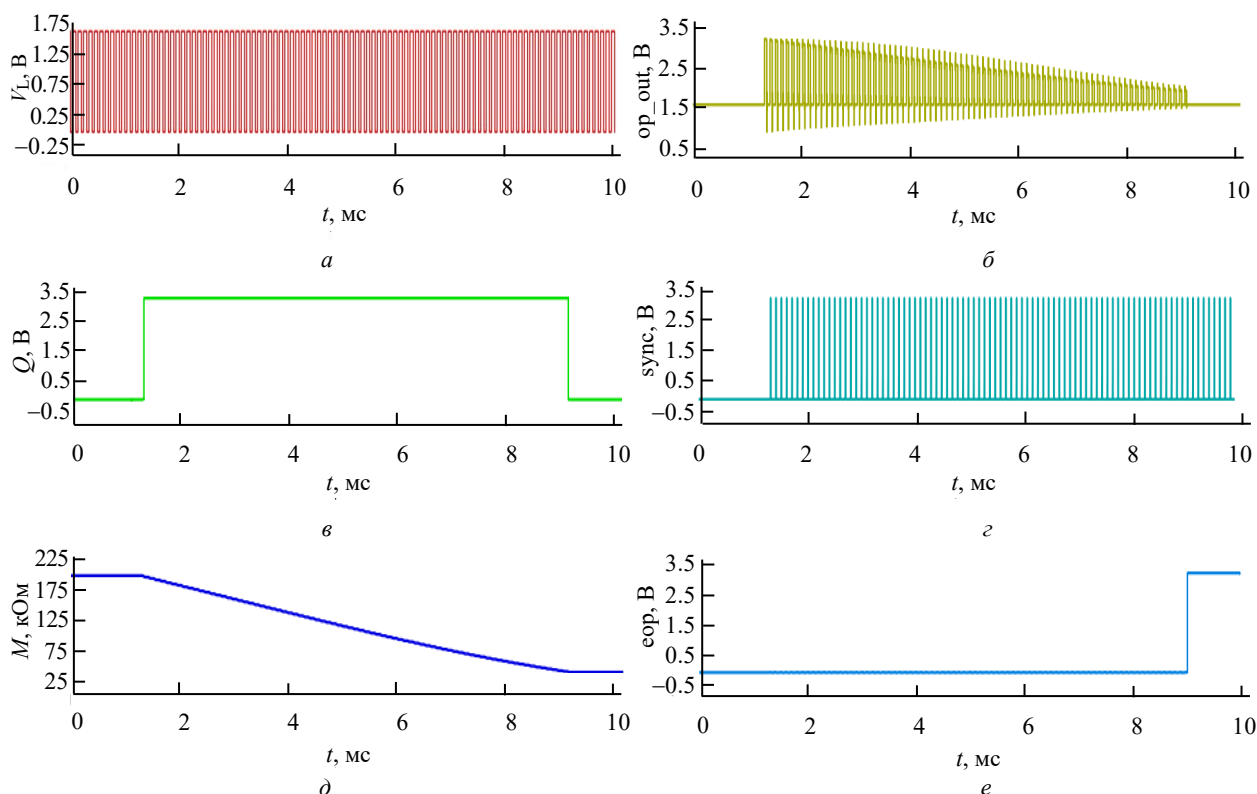


Рис. 5. Результаты моделирования схемы программирования мемристора в низкоимпедансное состояние: а – график входных импульсов; б – напряжение на выходе операционного усилителя; в – выходной сигнал компаратора; г – стробимпульсы; д – график сопротивления мемристора; е – сигнал окончания процесса программирования

Fig. 5. Modeling the programming scheme of a memristor in a low-impedance state:

а – input signal; б – output voltage of the operational amplifier; в – comparator output signal; г – strobe pulses; д – a plot of the programmed memristance; е – signal of the end of programming

личения номера импульса, его сопротивление начинает уменьшаться. Синим цветом (график M [кОм]) показано изменение сопротивления мемристора. Процесс программирования завершается, как только напряжение на выходе преобразователя "ток–напряжение" оказывается меньше порогового значения V_{th} .

Программирование в переходе "SET" имеет преимущество по критерию лучшей линейности. Но при такой реализации возникает необходимость коммутирования мемристора [14], что исключает возможность использования режима программирования, совмещенного с основным режимом работы устройства.

Для предотвращения выхода мемристора из строя необходимо предусмотреть ограничение по току [15]. Тогда способ программирования в "SET" оказывается удобнее по следующим причинам:

- ток мемристора строго ограничен резистором $R1$ (см. рис. 4), в то время как в схеме на рис. 2, при неудачном выборе ОУ, ток может

оказаться ограничен лишь внутренним сопротивлением мемристора;

- процесс программирования начинается с малых токов, что является более безопасным.

Схема программирования с использованием переменного резистора. Предлагается универсальное устройство программирования на основе схемы с размещением мемристора в цепи обратной связи ОУ. На рис. 6 представлена структурная схема подобного устройства. Она содержит биполярный формирователь напряжения программирования V_p на входе, два идентичных канала ОУ DA1 и DA2, в одном из которых расположен программируемый мемристор MR, а в другом – образцовый переменный резистор RP, компаратор DA3 на выходе.

Процесс программирования начинается со сброса мемристора в HRS-состояние. После чего осуществляется настройка на нужное сопротивление переменного резистора. Это сопротивление будет иметь мемристор по окончании

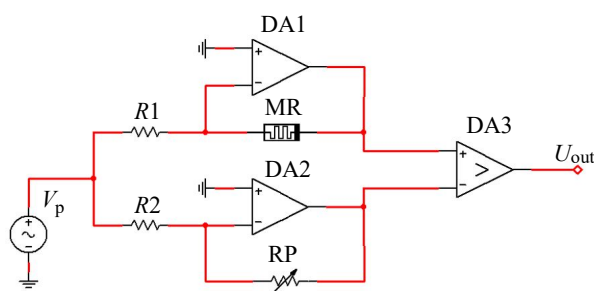


Рис. 6. Схема программирования с использованием переменного резистора

Fig. 6. Programming scheme using a variable resistor

процесса программирования. Затем на выходе источника V_p формируется последовательность импульсов [11] или линейно нарастающее напряжение. При этом в цепи DA1 через мемристор MR будет протекать постепенно нарастающий ток, а проводимость мемристора будет увеличиваться. В момент, когда внутреннее сопротивление MR окажется равным сопротивлению RP, напряжение на выходе DA1 превысит напряжение на выходе DA2. Тогда компаратор DA3 переключится, а напряжение U_{out} сменит полярность. Это будет являться критерием завершения процесса программирования.

Применение в данной схеме двухполярных источника напряжения V_p и ОУ позволяет осуществить программирование любого типа,

как "Decremental", так и "Incremental", а также перевод мемристора в любое состояние без его перекоммутации.

Модель узла программирования с однополярным источником напряжения в программе LTspice представлена на рис. 7. Схема содержит сопротивление R_{pot} , имитирующее потенциометр в цепи отрицательной обратной связи усилителя DA1, MR, имитирующее мемристор в цепи усилителя DA2, и компаратор DA3. Резисторы R1 и R2 совместно с источником напряжения V_{ref} (сигнал, который буфер формируются на выходе ЦАП узла программирования) определяют рабочий ток программирования. При указанных на схеме номиналах этот ток составляет 20 мкА.

На рис. 8 показана работа программатора при значении сопротивления переменного резистора 50 кОм. Выходной сигнал компаратора V_{out} показан синим цветом. В начальном состоянии сопротивление равно логическому нулю. По мере уменьшения сопротивления мемристора, в момент равенства его сопротивления сопротивлению переменного резистора, компаратор меняет логическое состояние, сигнализируя о завершении процедуры и необходимости снятия тока программирования. Резисторы R3 и R4 являются дополнительной стра-

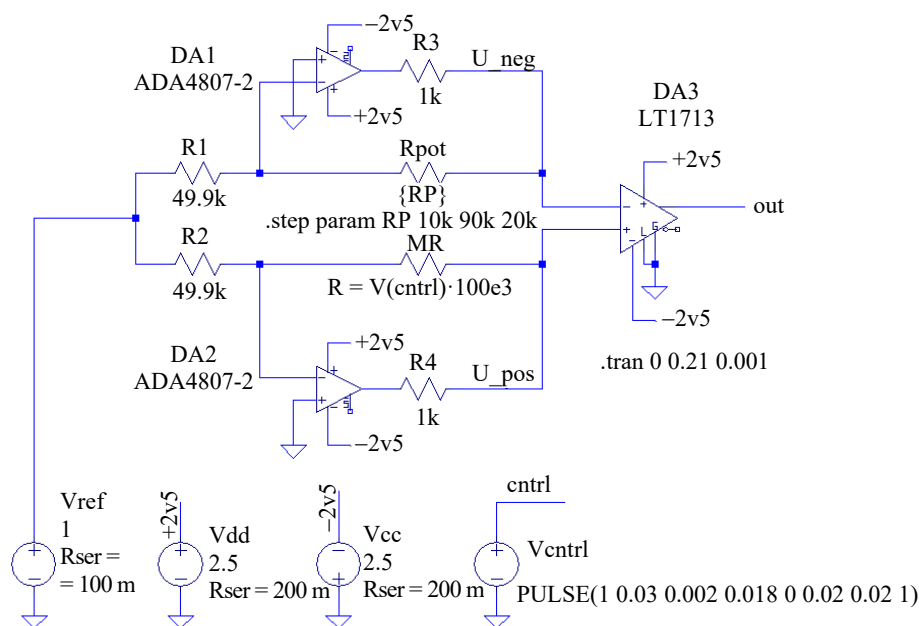


Рис. 7. Схема узла программирования

Fig. 7. Programming node scheme

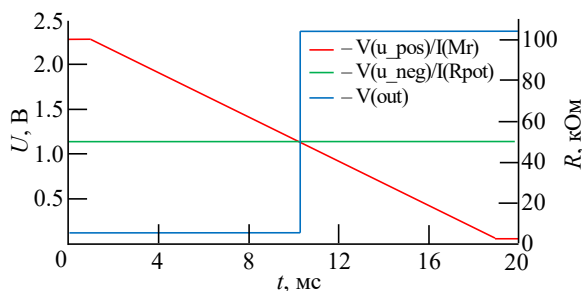


Рис. 8. Результаты моделирования при фиксированном сопротивлении переменного резистора 50 кОм

Fig. 8. Simulation results with a fixed resistance of an alternating resistor of 50 kOhm

ховкой, защищающей выход ОУ. На практике, возможно, будет достаточно этой функции, обеспечиваемой резисторами $R1$ и $R2$. Источник V_{ctrl} формирует закон изменения сопротивления мемристора, изменяя его сопротивление с 100 до 3 кОм за 18 мс.

На рис. 9 показано семейство таких графиков при вариации сопротивления переменного резистора в диапазоне 10...90 кОм с шагом 20 кОм. Моменты срабатывания компаратора оказываются точно в момент равенства сопротивлений мемристора и переменного резистора во всем диапазоне изменяющихся значений.

Результаты моделирования подтверждают работоспособность заложенных в узел программатора структурных и схемотехнических решений.

Заключение. По результатам проведенного обзора рациональным выбором представляется

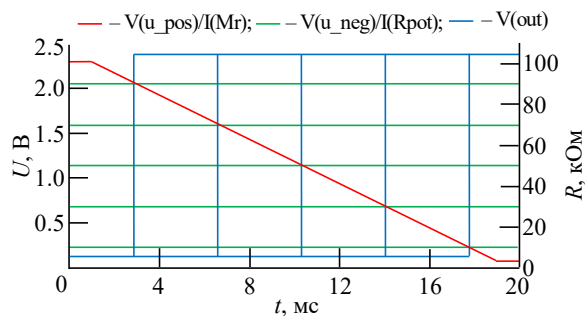


Рис. 9. Результаты моделирования при вариации сопротивления переменного резистора от 10 до 90 кОм

Fig. 9. Simulation results with the resistor resistance varied from 10 to 90 kOhm

применение в составе устройства управления кроссбаром схемы программирования с использованием переменного резистора. Дополнительно к наличию компаратора в схему (см. рис. 6) можно ввести и АЦП, вход которого будет подключен к выходу DA1. Таким образом появляется возможность выбора средства измерения сопротивления мемристора как в процессе проведения программирования, так и для целей контроля сопротивления мемристора по окончании процедуры.

Использование двухполярных источников питания и операционных усилителей в предлагаемой схеме позволяет осуществлять программирование любого типа (как "Decremental", так и "Incremental"). Перевод мемристора в любое состояние в этом случае возможен без его перекоммутации.

Список литературы

1. Sharma G., Bhargava L. CMOS-Memristor Inverter Circuit Design and Analysis Using Cadence Virtuoso // Intern. Conf. on Recent Advances and Innovations in Engineering. Jaipur, India, 23–25 Dec. 2016. IEEE, 2016. P. 1–5. doi: 10.1109/ICRAIE.2016.7939571
2. Dao N. C., Koch D. Memristor-based Reconfigurable Circuits: Challenges in Implementation // Intern. Conf. on Electronics, Information and Communication. Barcelona, Spain, 19–22 Jan. 2020. IEEE, 2020. P. 1–6. doi: 10.1109/ICEIC49074.2020.9051174
3. Fully hardware-implemented memristor convolutional neural network / P. Yao, H. Wu, B. Gao, J. Tang, Q. Zhang, W. Zhang, J. J. Yang, H. Qian // Nature. 2020. Vol. 577. P. 641–646. doi: 10.1038/s41586-020-1942-4
4. Neuro-inspired computing chips / W. Zhang, B. Gao, J. Tang, P. Yao, S. Yu, M.-F. Chang, H.-J. Yoo, H. Qian, H. Wu // Nature Electronics. 2020. Vol. 3. P. 371–382. doi: 10.1038/s41928-020-0435-7
5. Zidan M. A., Strachan J. P., Lu W. D. The future of electronics based on memristive systems // Nature Electronics. 2018. Vol. 1. P. 22–29. doi: 10.1038/s41928-017-0006-8
6. Neurohybrid Memristive CMOS-Integrated Systems for Biosensors and Neuroprosthetics / A. Mikhaylov, A. Pimashkin, Y. Pigareva, S. Gerasimova, E. Gryaznov, S. Shchanikov, A. Zuev, M. Talanov, I. Lavrov, V. Demin, V. Erokhin, S. Lobov, I. Mukhina, V. Kazantsev, H. Wu, B. Spagnolo // Frontiers in Neuroscience. 2020. Vol. 14. P. 1–14. doi: 10.3389/fnins.2020.00358
7. In-memory vector-matrix multiplication in monolithic complementary metal–oxide–semiconductor–memristor integrated circuits: design choices, challenges, and perspectives / A. Amirsoleimani, F. Alibart, V. Yon, J. Xu, M. R. Pazhouhandeh, S. Ecoffey, Y. Beilliard, R. Genov, D. Drouin // Advanced Intelligent Systems. 2020. Vol. 2, № 11. P. 2000115. doi: 10.1002/aisy.202000115
8. Yttria-stabilized zirconia cross-point memristive devices for neuromorphic applications / A. V. Emel'yanov, K. E. Nikiruy, V. A. Demin, V. V. Rylkov, A. I. Belov, D. S. Korolev, E. G. Gryaznov, D. A. Pavlov, O. N. Gorshkov, A. N. Mikhaylov, P. Dimitrakakis //

Microelectronic Engineering. 2019. Vol. 215. P. 110988.
doi: 10.1016/j.mee.2019.110988

9. Design and Hardware Implementation of Memristor-Based Multilayer Perceptron Network for a Bidirectional Adaptive Neural Interface / S. Shchanikov, A. Zuev, I. Bordanov, D. Nikishov, S. Danilin, A. Belov, D. Korolev, Y. Pigareva, A. Pimashkin, A. Mikhaylov, V. Kazantsev // 3^d Intern. Conf. Neurotechnologies and Neurointerfaces. Kaliningrad, Russia, 13–15 Sept. 2021. IEEE, 2021. P. 100–103. doi: 10.1109/CNN53494.2021.9580437

10. Write and Read Circuit for Memristor Analog Resistance Switching Constantine / S. M. A. Mokhtar, W. F. H. Abdullah, K. A. Kadiran, R. Rifin, M. Omar // IEEE 8th Control and System Graduate Research Colloquium. Shah Alam, Malaysia, 4–5 Aug. 2017. IEEE, 2017. P. 13–16. doi: 10.1109/ICSGRC.2017.8070559

11. Olumodeji O. A., Gottardi M. A pulse-based memristor programming circuit // IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems. Baltimore, Maryland, USA, 28–31 May 2017. IEEE, 2017. P. 1–4. doi: 10.1109/ISCAS.2017.8050793

12. Lee T.-W., Nickel J. H. Memristor Resistance Modulation for Analog Applications // IEEE Electron Device Letters. 2012. Vol. 33, № 10. P. 1456–1458. doi: 10.1109/LED.2012.2207429

13. An Efficient Programming Framework for Memristor-based Neuromorphic Computing Grace / L. Zhang, B. Li, X. Huang, C. Shen, S. Zhang, F. Burcea, H. Graeb, T.-Y. Ho, H. Li, U. Schlichtmann // Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition. Grenoble, France, 1–5 Feb. 2021. IEEE, 2021. P. 1068–1073. doi: 10.23919/DAT51398.2021.9474084

14. Reliability of analog resistive switching memory for neuromorphic computing / M. Zhao, B. Gao, J. Tang, H. Qian, H. Wu // Applied Physics Reviews. 2020. Vol. 7, № 1. P. 011301. doi: 10.1063/1.5124915

15. Gomez J., Vourkas I., Abusleme A. Exploring Memristor Multi-Level Tuning Dependencies on the Applied Pulse Properties via a Low Cost Instrumentation Setup // IEEE Access. 2019. Vol. 7. P. 59413–59421. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2915100

Информация об авторах

Букварев Евгений Александрович – старший преподаватель кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 46 научных работ. Сфера научных интересов – схемотехника; цифровая обработка сигналов; конструирование электронных средств.

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

E-mail: bukwarev@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0583-7662>

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

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

E-mail: ksf96@mail.ru

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

Щаников Сергей Андреевич – кандидат технических наук (2013), доцент (2018), ведущий научный сотрудник лаборатории разработки систем искусственного интеллекта Муромского института (филиала) Владимирского государственного университета им. А. Г. и Н. Г. Столетовых. Автор 100 научных работ. Сфера научных интересов – искусственный интеллект; машинное обучение.

Адрес: Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета им. А. Г. и Н. Г. Столетовых, ул. Орловская, д. 23, Муром, 602264, Россия

E-mail: seach@inbox.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3938-8896>

References

1. Sharma G., Bhargava L. CMOS-Memristor Inverter Circuit Design and Analysis Using Cadence Virtuoso. Intern. Conf. on Recent Advances and Innovations in Engineering. Jaipur, India, 23–25 Dec. 2016. IEEE, 2016, pp. 1–5. doi: 10.1109/ICRAIE.2016.7939571

2. Dao N. C., Koch D. Memristor-based Reconfigurable Circuits: Challenges in Implementation, Intern. Conf. on Electronics, Information, and Communication.

Barcelona, Spain, 19–22 Jan. 2020. IEEE, 2020, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICEIC49074.2020.9051174

3. Yao P., Wu H., Gao B., Tang J., Zhang Q., Zhang W., Yang J. J., Qian H. Fully Hardware-Implemented Memristor Convolutional Neural Network. Nature. 2020, vol. 577, pp. 641–646. doi: 10.1038/s41586-020-1942-4

4. Zhang W., Gao B., Tang J., Yao P., Yu S., Chang M.-F., Yoo H.-J., Qian H., Wu H. Neuro-Inspired Com-

puting Chips. Nature Electronics. 2020, vol. 3, pp. 371–382. doi: 10.1038/s41928-020-0435-7

5. Zidan M. A., Strachan J. P., Lu W. D. The Future of Electronics Based on Memristive Systems. Nature Electronics. 2018, vol. 1, pp. 22–29. doi: 10.1038/s41928-017-0006-8

6. Mikhaylov A., Pimashkin A., Pigareva Y., Gerasimova S., Gryaznov E., Shchanikov S., Zuev A., Talanov M., Lavrov I., Demin V., Erokhin V., Lobov S., Mukhina I., Kazantsev V., Wu H., Spagnolo B. Neurohybrid Memristive CMOS-Integrated Systems for Biosensors and Neuroprosthetics. Frontiers in Neuroscience. 2020, vol. 14, pp. 1–14. doi: 10.3389/fnins.2020.00358

7. Amirsalemani A., Alibart F., Yon V., Xu J., Pazhouhandeh M. R., Ecoffey S., Beilliard Y., Genov R., Drouin D. In-Memory Vector-Matrix Multiplication in Monolithic Complementary Metal–Oxide–Semiconductor–Memristor Integrated Circuits: Design Choices, Challenges, and Perspectives. Advanced Intelligent Systems. 2020, vol. 2, no. 11, p. 2000115. doi: 10.1002/aisy.202000115

8. Emelyanov A. V., Nikiruy K. E., Demin V. A., Rylkov V. V., Belov A. I., Korolev D. S., Gryaznov E. G., Pavlov D. A., Gorshkov O. N., Mikhaylov A. N., Dimitrakis P. Yttria-Stabilized Zirconia Cross-Point Memristive Devices for Neuromorphic Applications. Microelectronic Engineering. 2019, vol. 215, p. 110988. doi: 10.1016/j.mee.2019.110988

9. Shchanikov S., Zuev A., Bordanov I., Nikishov D., Danilin S., Belov A., Korolev D., Pigareva Y., Pimashkin A., Mikhaylov A., Kazantsev V. Design and Hardware Implementation of Memristor-Based Multilayer Perceptron Network for a Bidirectional Adaptive Neural Interface. 3^d Intern. Conf. Neurotechnologies and Neuroin-

terfaces. Kaliningrad, Russia, 13–15 Sept. 2021. IEEE, 2021, pp. 100–103. doi: 10.1109/CNN53494.2021.9580437

10. Mokhtar S. M. A., Abdullah W. F. H., Kadiran K. A., Rifin R., Omar M. Write and Read Circuit for Memristor Analog Resistance Switching Constantine. IEEE 8th Control and System Graduate Research Colloquium. Shah Alam, Malaysia, 4–5 Aug. 2017. IEEE, 2017, pp. 13–16. doi: 10.1109/ICSGRC.2017.8070559

11. Olumodeji O. A., Gottardi M. A Pulse-Based Memristor Programming Circuit. IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems. Baltimore, Maryland, USA, 28–31 May 2017. IEEE, 2017, pp. 1–4. doi: 10.1109/ISCAS.2017.8050793

12. Lee T.-W., Nickel J. H. Memristor Resistance Modulation for Analog Applications. IEEE Electron Device Letters. 2012, vol. 33, no. 10, pp. 1456–1458. doi: 10.1109/LED.2012.2207429

13. Zhang L., Li B., Huang X., Shen C., Zhang S., Burcea F., Graeb H., Ho T.-Y., Li H., Schlichtmann U. An Efficient Programming Framework for Memristor-based Neuromorphic Computing Grace. Design, Automation & Test in Europe Conference & Exhibition. Grenoble, France, 1–5 Feb. 2021. IEEE, 2021, pp. 1068–1073. doi: 10.23919/DATe51398.2021.9474084

14. Zhao M., Gao B., Tang J., Qian H., Wu H. Reliability of Analog Resistive Switching Memory for Neuromorphic Computing. Applied Physics Reviews. 2020, vol. 7, no. 1, p. 011301. doi: 10.1063/1.5124915

15. Gomez J., Vourkas I., Abusleme A. Exploring Memristor Multi-Level Tuning Dependencies on the Applied Pulse Properties via a Low Cost Instrumentation Setup. IEEE Access. 2019, vol. 7, pp. 59413–59421. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2915100

Information about the authors

Evgenii A. Bukvarev, senior lecturer of the department of informational radio systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 46 scientific publications. Area of expertise: circuit engineering; digital signal processing; design of electronic means.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University named after R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia

E-mail: bukwarev@nntu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0583-7662>

Ksenia S. Fomina, graduated from Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev with a degree "Design and technology of electronic means" (2020). Engineer, Postgraduate and Assistant of the Department of Informational Radio Systems of NNSTU. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; microelectronic systems; design of electronic means.

Address: Nizhny Novgorod State Technical University named after R. E. Alekseev, 24, Minin St., Nizhny Novgorod 603950, Russia

E-mail: ksf96@mail.ru

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

Sergei A. Shchanikov, Cand. Sci. (Eng.) (2013), Associate Professor (2018), leading researcher of the laboratory of designing artificial intelligence systems of Murom Institute (branch) of Vladimir State University. The author of 100 scientific publications. Area of expertise artificial intelligence; machine learning.

Address: of Murom Institute (branch) of Vladimir State University, 23, Orlovskaya St., Murom 602264, Russia

E-mail: seach@inbox.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3938-8896>

Нелинейно-инерционная модель диода с учетом зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока для повышения качества моделирования РЭА

Г. М. Шевченко^{1,2✉}, Э. В. Семенов^{1,2}

¹Институт сильноточной электроники СО РАН, Томск, Россия

²Томский государственный университет систем
управления и радиоэлектроники, Томск, Россия

✉gleb.m.shevchenko@tusur.ru

Аннотация

Введение. Адекватное моделирование полупроводниковых приборов с p – n -переходом в обратном смещении представляет проблему. Существующие квазистатические и неквазистатические модели не в состоянии удовлетворительно охарактеризовать зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от плотности тока. Это приводит к большой погрешности (десятки процентов) моделирования на импульсных широкополосных сигналах. Погрешность моделирования объясняется тем, что в существующих моделях время жизни представлено в виде неизменного значения.

Цель работы. Предложить и исследовать эквивалентную схему p – n -перехода, учитывающую зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока, с возможностью простой интеграции этой схемы в САПР.

Материалы и методы. Исследование выполнено на примере кремниевого быстровосстанавливающегося диода BAS16J с p – n -переходом, производства Nexperia. Предложена модифицированная модель диода в виде эквивалентной схемы, учитывающая зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока p – n -перехода при высоком уровне инжекции.

Результаты. Расхождение между экспериментальной и модельной кривыми не превышает $\pm 9\%$ при импульсном воздействии на диод. Экстракция параметров в предложенной модели происходит обычными способами из вольт-амперной и вольт-фарадной характеристик диода.

Заключение. Рассмотренная неквазистатическая эквивалентная схема диода представляет большой интерес при проектировании радиоэлектронных устройств, работающих с короткоимпульсными широкополосными сигналами. Представленная модель диода в виде эквивалентной схемы позволяет беспрепятственно реализовать ее в современных САПР на пользовательском уровне.

Ключевые слова: p – n -переход, обратное восстановление, время жизни, диффузионный заряд, неквазистатическая модель

Для цитирования: Шевченко Г. М., Семенов Э. В. Нелинейно-инерционная модель диода с учетом зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока для повышения качества моделирования РЭА // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 6. С. 70–78. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-70-78

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования (проект № FWRM-2021-0015).

Статья поступила в редакцию 05.09.2022; принята к публикации после рецензирования 24.10.2022;
опубликована онлайн 29.12.2022

Nonlinear Inertial Diode Model Considering the Dependence of Nonequilibrium Charge Carrier Lifetime on Direct Current to Improve Simulation of Radioelectronic Equipment

Gleb M. Shevchenko^{1,2✉}, Edward V. Semyonov^{1,2}

¹Institute of High Current Electronics SB RAS, Tomsk, Russia

²Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia

✉ gleb.m.shevchenko@tusur.ru

Abstract

Introduction. Adequate modeling of semiconductor devices with a p – n -junction in reverse bias represents a relevant research problem. The existing quasistatic and non-quasistatic models fail to provide a satisfactory description for the dependence of nonequilibrium charge carrier lifetime on current density. This leads to significant simulation errors (tens of percent) at pulsed broadband signals. Simulation errors arise, because the existing models regard the lifetime as a constant value.

Aim. To propose and investigate an equivalent circuit of a p – n -junction considering the dependence of the lifetime of nonequilibrium charge carriers on direct current, with the possibility of its simple integration into CAD.

Materials and methods. The study was carried out on the example of a fast recovery silicon diode BAS16J with a p – n -junction manufactured by Nexperia. A modified diode model is proposed in the form of an equivalent circuit that considers the dependence of the lifetime of nonequilibrium charge carriers on the direct current of the p – n -junction at high injection levels.

Results. The discrepancy between the experimental and simulated curves did not exceed ± 9 % under pulsed diode operation. The extraction of parameters in the proposed model is carried out conventionally, from the current-voltage and capacitance-voltage characteristics of the diode.

Conclusion. The proposed non-quasistatic equivalent diode circuit can be used when designing radio electronic devices operated at short-pulse broadband signals. The proposed diode model can be easily implemented in modern CAD systems at the user level.

Keywords: p – n -junction, reverse recovery, lifetime, diffusion charge, non-quasistatic model

For citation: Shevchenko G. M., Semyonov E. V. Nonlinear Inertial Diode Model Considering the Dependence of Nonequilibrium Charge Carrier Lifetime on Direct Current to Improve Simulation of Radioelectronic Equipment. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 6, pp. 70–78. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-70-78

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

Acknowledgements. The work was carried out within the state assignment of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (the project no. FWRM-2021-0015).

Submitted 05.09.2022; accepted 24.10.2022; published online 29.12.2022

Введение. Моделирование является важным этапом при проектировании радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). Адекватное моделирование минимизирует время и стоимость процесса разработки РЭА, а также позволяет получать достоверные результаты исследования разработанного устройства. При разработке РЭА часто используются полупроводниковые приборы с p – n -переходом, например быстросовосстанавливающие диоды, диоды с накоплением заряда,

биполярные и IGBT-транзисторы и т. д. Модели полупроводниковых приборов с p – n -переходом могут быть: поведенческие (не отражают физику p – n -перехода), физические и промежуточный вариант – эквивалентные схемы. При моделировании в САПР удобно оперировать эквивалентными схемами. Они учитывают физику работы полупроводника, но на определенном уровне абстракции, а также просты в реализации пользователями САПР.

Динамика процессов в полупроводниковых приборах с p – n -переходом определяется накоплением и рассасыванием неравновесных носителей заряда при переходе из прямого смещения в обратное и наоборот. Рекомбинационные процессы при этом часто играют ключевую роль, а основным параметром, определяющим протекание рекомбинации носителей заряда, является их время жизни τ [1].

На быстроедействие полупроводниковых приборов с p – n -переходом существенным образом влияет динамика времени жизни. Распространенные квазистатические [2, 3] и неквазистатические модели [4–7] не в состоянии удовлетворительно охарактеризовать зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от плотности тока, что приводит к большой погрешности (десятки процентов) моделирования на импульсных сигналах. Погрешность моделирования объясняется тем, что в существующих моделях время жизни имеет неизменное значение. Реализация зависимости времени жизни от прямого тока является актуальной составляющей при проектировании защитных устройств [8–11], генераторов большой мощности, различных усилителей и т. д. [12–14].

Цель настоящей статьи – предложить и исследовать эквивалентную схему p – n -перехода, учитывающую зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока, с возможностью простой интеграции этой схемы в САПР.

Зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока диода. Для рекомбинации необходимо одновременное наличие в одной и той же точке кристалла электрона n и дырки p . Исходя из наличия неравновесных (n и p) и равновесных (n_0 и p_0) носителей заряда в p – n -переходе можно определить общую скорость их рекомбинации. Общая скорость изменения количества носителей заряда определяется как разность скоростей рекомбинации и генерации [1]:

$$\frac{dn}{dt} = \frac{dp}{dt} = \gamma_r (n_0 p_0 - np), \quad (1)$$

где γ_r – коэффициент рекомбинации.

Общая избыточная концентрация носителей заряда определяется как разность в концентра-

циях носителей заряда для равновесного и неравновесного состояний (δ_n – для электронов; δ_p – для дырок). Переписав (1) в соответствии с этим, а также приняв равенство при рекомбинации $\delta_n = \delta_p$, имеем

$$\frac{dn}{dt} = \frac{dp}{dt} = \gamma_r (p_0 + n_0 + \delta_n) \delta_n.$$

Будем рассматривать диод при высоком уровне инжекции, когда количество инжектированных носителей сравнимо с основным легированием. В связи с этим необходимо учитывать избыточную концентрацию электронов δ_n . Тогда постоянная времени жизни неравновесных носителей при высоком уровне инжекции будет иметь вид [1]

$$\tau = \frac{1}{\gamma_r} \frac{1}{p_0 + n_0 + \delta_n} = \frac{1}{\gamma_r (p_0 + n_0)} \times \frac{1}{1 + \delta_n / (p_0 + n_0)} = \tau_0 \frac{1}{1 + \delta_n / (p_0 + n_0)}.$$

При работе с полупроводниковыми приборами уровни легирования часто неизвестны. Поэтому используем модель, основанную на измерениях, предложенную ранее в [15]. Отношение $\delta_n / (p_0 + n_0)$ является линейной функцией тока. Тогда зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока p – n -перехода будет иметь вид [15]

$$\tau(I) = \tau_0 \frac{1}{1 + I/I_0}, \quad (2)$$

где I – ток электропроводности p – n -перехода; I_0 – ток, при котором время жизни уменьшается в два раза.

Использование (2) позволит без затруднений реализовать модель p – n -перехода в современных САПР в виде соответствующей эквивалентной схемы, так как данное уравнение является разрешенным относительно τ , что не требует применения рекурсивных алгоритмов (решение дифференциальных уравнений) [15].

Измерение времени жизни неравновесных носителей заряда по кривой импульса тока обратного восстановления диода. В качестве примера для экспериментальных измерений используем кремниевый диод с p – n -переходом BAS16J, производства Nexperia. Измерительная установка, используемая ранее [15], также включает в себя генератор

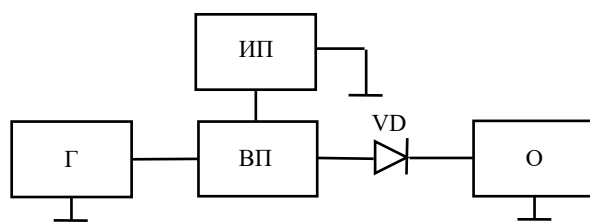


Рис. 1. Функциональная схема измерительной установки

Fig. 1. Functional diagram of the measuring installation

пикосекундных импульсов Pico Technology PG911 (Г), сигнал которого подается на исследуемый диод VD. Прямой ток задается с помощью источника постоянного тока National Instruments PXI-4130 (ИП). Смещение сигнала с генератора происходит за счет втулки питания (ВП). Далее на осциллографе Pico Technology PS 9300 (О) фиксируется сигнал импульса тока обратного восстановления диода. На рис. 1 продемонстрирована функциональная схема измерительной установки [15].

Время жизни τ определяется по кривой обратного восстановления p – n -перехода как отношение диффузионного заряда к прямому току. Диффузионный заряд – это разность между общим и барьерным зарядами p – n -перехода. Общий заряд неосновных носителей вычисляется путем интегрирования кривой (рис. 2) на интервале, где первая и вторая отсчетные точки имеют ток, равный нулю. Барьерный заряд вычисляется путем интегрирования вольт-фарадной характеристики диода. Время жизни составило 180 нс, при прямом токе 15 мА и диффузионном заряде 2.725 нКл. По аналогии выполняется расчет и для других значений токов (см. рис. 6).

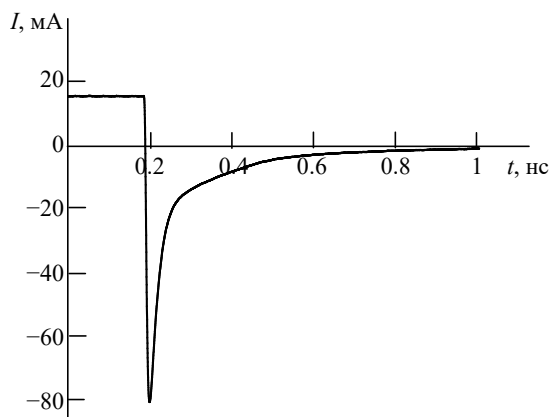


Рис. 2. Импульс тока обратного восстановления диода

Fig. 2. Diode reverse recovery current pulse

SPICE-параметры диода BAS16J
SPICE-parameters of the BAS16J diode

SPICE-параметр	Значение
Ток насыщения (I_s)	3.9 нА
Коэффициент неидеальности ВАХ (N)	1.4
Барьерная емкость (C_{j0})	0.921 пФ
Контактная разность потенциалов (V_j)	0.44 В
Градиентный коэффициент (M)	0.41
Последовательное сопротивление потерь (R_s)	1 Ом

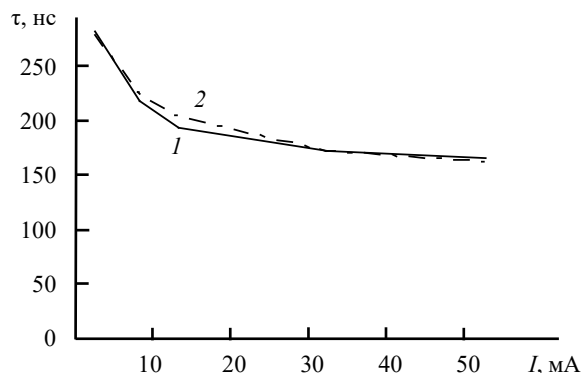


Рис. 3. Сравнение экспериментальной (1) и расчетной (2) зависимостей времени жизни неравновесных носителей заряда

Fig. 3. Comparison of the experimental (1) and calculated (2) dependences of the lifetime of nonequilibrium charge carriers

SPICE-параметры диода BAS16J представлены в таблице.

На рис. 3 продемонстрировано сравнение экспериментальных и расчетных результатов (2) зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока p – n -перехода.

Реализация неквазистатической эквивалентной схемы для режима обратного восстановления диода. На рис. 4 продемонстрирована неквазистатическая эквивалентная схема диода с учетом зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока.

Зависимость времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока (2) реализована с помощью узла источник напряжения, управляемый током (ИНУТ). Выход узла ИНУТ формирует напряжение, численно равное времени жизни.

Кроме того, в предложенной схеме реализовано неквазистатическое приближение диффузионного заряда. Для отыскания диффузионного заряда будем использовать ранее [10] предложенную формулу

$$Q_d(t) = h(t) * i(t) \tau,$$

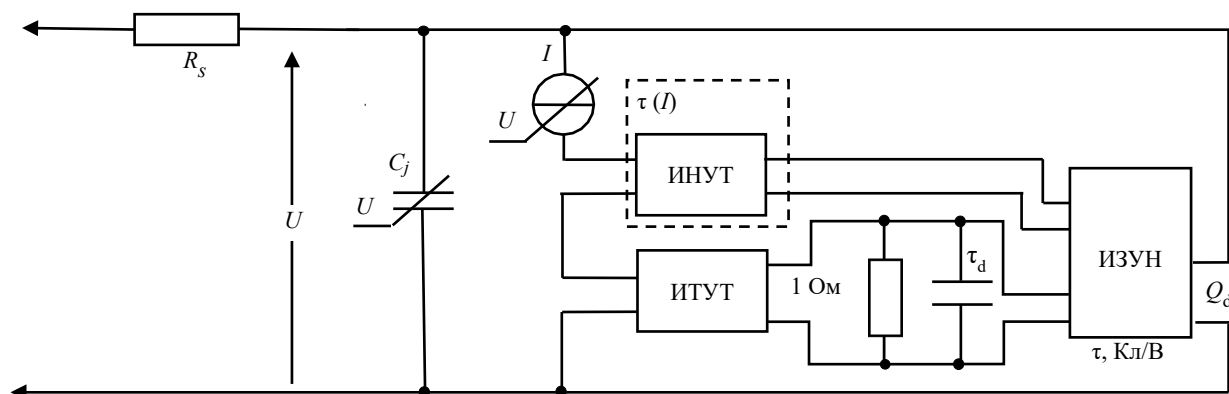


Рис. 4. Неквазистатическая эквивалентная схема диода

Fig. 4. Non-quasistatic equivalent diode circuit

где $h(t)$ – импульсная характеристика, определяющая произвольное линейное преобразование тока электропроводности через диод в заряд неравновесных носителей; * – символ свертки; $i(t)$ – ток электропроводности, описываемый вольт-амперной характеристикой. Эта формула определяет диффузионный заряд в замкнутой, разрешенной относительно диффузионного заряда неквазистатической форме, учитывающей инерцию накопления и релаксации неравновесных носителей заряда.

Для реализации неквазистатического приближения диффузионного заряда эквивалентная электрическая цепь должна иметь импеданс параллельной RC -цепи [16]. В RC -цепи емкость конденсатора численно равна постоянной времени τ_d при $R = 1$ Ом. Параметр τ_d определяет динамику накопления и релаксации неравновесных носителей заряда и определяется вариативным методом путем минимизации невязки экспериментальной и модельной кривых импульса тока обратного восстановления.

Также на рис. 4 обозначено последовательное сопротивление диода R_s и барьерная емкость C_j .

Эквивалентная схема спроектирована с возможностью беспрепятственной ее реализации в распространенных САПР (например, AWR Design Environment). Объясняется это тем, что предложенные элементы имеются во многих библиотеках современных САПР. Узел ИНУТ соответствует CCVS (Current-Controlled Voltage Source), узел ИНУН (источник напряжения, управляемый напряжением) соответствует DYN_VCCS (Dynamic Nonlinear Voltage-Controlled Current/Voltage Source), узел ИТУТ (источник тока, управляемый током) соответствует CCCV (Current-Controlled Current Source), узел ИЗУН (источник заряда, управляемый напряжением) соответствует DYN_VCQS (Dynamic Nonlinear Voltage-Controlled Charge Source).

Однако узел ИЗУН присутствует не во всех популярных САПР (например, CST Studio и Advanced Design System). Поэтому можно использовать последовательные включенные уз-

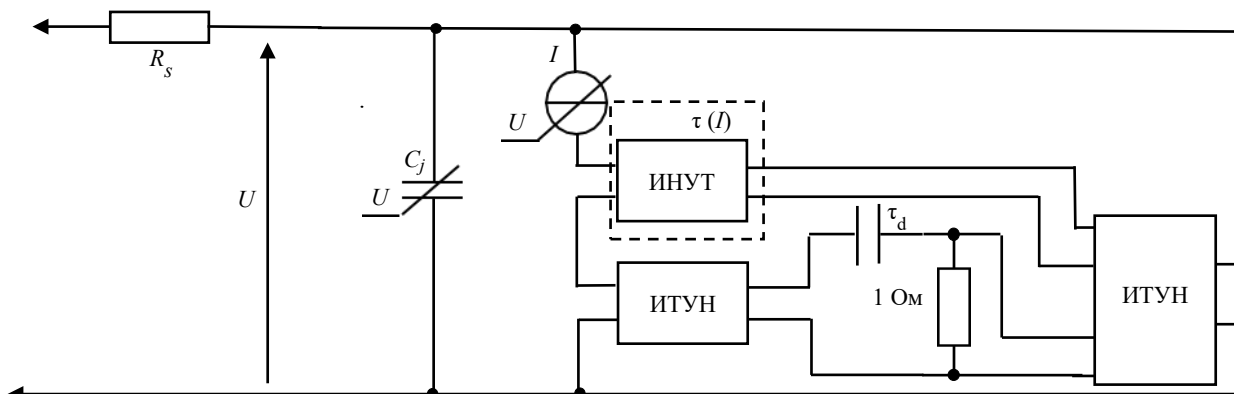


Рис. 5. Неквазистатическая эквивалентная схема диода без ИЗУН

Fig. 5. Non-quasistatic equivalent diode circuit without a voltage-controlled charge source

лы: дифференциальная цепь и ИТУН, а также узел ИТУТ можно заменить на ИТУН. Дифференциальная цепь представляет собой параллельное соединение конденсатора и резистора. Допустимость использования данной связки объясняется тем, что в узле ИЗУН наблюдается изменение заряда. Дифференцируя сигнал с выхода узла ИТУН, получаем сигнал, численно равный заряду. На рис. 5 представлен второй вариант реализации схемы, приведенной на рис. 4.

Анализ полученных результатов моделирования и экспериментальных измерений в режиме обратного восстановления диода. На рис. 6 продемонстрированы экспериментальные и модельные кривые импульса тока обратного восстановления при разном прямом токе.

Рис. 6, б и в наглядно показывает существенное расхождение между экспериментальной и модельной кривыми без учета зависимости времени жизни от прямого тока, в то время как предложенная модель (рис. 4) корректно отрабатывает изменение прямого тока.

Из рис. 6 видно, что невязка между экспериментальной кривой (рис. 5, кривая 1) и предложенной неквазистатической моделью (рис. 6, кривая 2) не превышает $\pm 9\%$. Модель без учета зависимости $\tau(I)$ имеет отклонение от экспериментальной кривой до $\pm 35\%$ (рис. 6, кривая 3).

Также рис. 6 показывает, что при токе 14 мА модель без учета и с учетом зависимости $\tau(I)$ не имеет существенных отклонений от экспериментальной кривой, так как у модели без учета зависимости $\tau(I)$ время жизни рассчитывается при 14 мА. При увеличении прямого тока расхождение модельной кривой без учета зависимости начинает существенно отклоняться от экспериментальной кривой.

Заключение. При проектировании радиоэлектронных устройств на основе полупроводниковых приборов с p – n -переходом у разработчиков возникает потребность в адекватном моделировании для достижения требуемых характеристик реального устройства. Поэтому полезно иметь модели полупроводниковых приборов, которые максимально точно описывают их фактическое поведение. Преимущество этих моделей заключается в минимизации невязки между экспериментальными и модельными кривыми

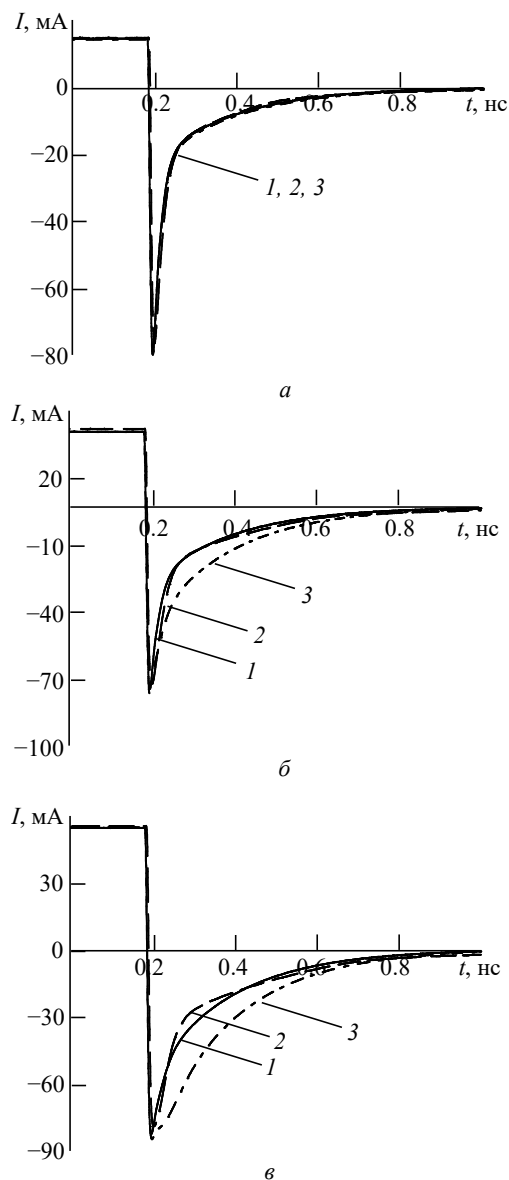


Рис. 6. Импульс тока обратного восстановления на диоде: 1 – эксперимент; 2 – предложенная неквазистатическая модель (см. рис. 2); 3 – стандартная модель (а – 15 мА; б – 34 мА; в – 54 мА)

Fig. 6. Reverse recovery current pulse on the diode: 1 – experiment; 2 – non-quasistatic model (Fig. 2); 3 – standard model (а – 15 mА; б – 34 mА; в – 54 mА)

динамических процессов в обратном смещении.

Существующие квазистатические и неквазистатические модели имеют высокую погрешность моделирования, так как время жизни принимается неизменным. Авторами статьи предложена модифицированная модель времени жизни неравновесных носителей заряда, учитывающая динамику процесса рекомбинации. При этом значение диффузионного заряда рассчитывается в неквазистатическом приближении, учитывающем конечную подвижность неравновесных носите-

лей заряда. Расхождение между экспериментальной и модельной кривыми не превышает $\pm 9\%$.

Представленная модель диода в виде эквивалентной схемы позволяет беспрепятственно

реализовать ее в современных САПР на пользовательском уровне.

Экстракция параметров диода происходит обычными способами из его вольт-амперной и вольт-фарадной характеристик.

Список литературы

1. Тогатов В. В., Гнатюк П. А. Метод измерения времени жизни носителей заряда в базовых областях быстродействующих диодных структур // Физика и техника полупроводников. 2005. Т. 39, № 3. С. 378–381.
2. Ayaz M., Shafiqul I, Quazi D. M. Modified Ebers-Moll model of magnetic bipolar transistor // IEEE Intern. Conf. on Electron Devices and Solid-State Circuits, Singapore, 01–04 June 2015. IEEE, 2015. P. 812–815. doi: 10.1109/EDSSC.2015.7285242
3. Ebers J. J., Moll J. L. Large-Signal Behavior of Junction Transistors // Proc. of the IRE. 1954. Vol. 42, № 12. P. 1761–1772. doi: 10.1109/JRPROC.1954.274797
4. Complete Time-Domain Diode Modeling: Application to Off-Chip and On-Chip Protection Devices / B. B. M'Hamed, F. Torres, A. Reineix, P. Hoffmann // Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2011. Vol. 53, № 2. P. 349–365. doi: 10.1109/TEMC.2010.2082551
5. Lauritzen P., Ma C. L. A Simple Diode Model with Reverse Recovery // IEEE Trans. Power Electron. 1991. Vol. 6, № 2. P. 188–191. doi: 10.1109/63.76804
6. Yang A. T., Liu Yu, Yao J. T. An Efficient Non-quasi-Static Diode Model for Circuit Simulation // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. 1994. Vol. 13, № 2. P. 231–234. doi: 10.1109/43.259946
7. Tien B., Hu C. Determination of carrier lifetime from rectifier ramp recovery waveform // IEEE Electron Device Lett. 1988. Vol. 9, № 10. P. 553–555. doi: 10.1109/55.17842
8. Лосев Д. В., Бардашов Д. С., Быков А. Г. Возбуждение полупроводникового диода коротким импульсом // Изв. вузов. Физика. 2015. Т. 58, № 8/2. С. 147–150.
9. Айзенштат Г. И., Ющенко А. Ю., Божков В. Г. Переходные процессы в СВЧ-*pin*-диодах на арсениде галлия // Изв. вузов. Физика. 2014. Т. 57, № 12. С. 14–19.
10. Variable-resolution simulation of nonlinear power circuits / D. Ali, D. Sairja, P. Chapman, J. Jatskevich // Proc. of 2010 IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems. 2010. P. 2750–2753. doi: 10.1109/ISCAS.2010.5537026
11. Modeling and Simulation of Comprehensive Diode Behavior Under Electrostatic Discharge Stresses / H. Li, M. Miao, Yu. Zhou, J. A. Salcedo, J.-J. Hajjar, K. B. Sundaram // IEEE Transactions on Device and Materials Reliability. 2019. Vol. 19, № 1. P. 2750–2753. doi: 10.1109/TDMR.2018.2882454
12. Разработка и исследование СВЧ-ограничителей мощности на основе *pin*-диодов / А. Ю. Ющенко, Г. И. Айзенштат, Е. А. Монастырев, А. А. Иващенко, А. В. Акимов // Изв. вузов. Физика. 2010. Т. 53, № 9-2. С. 315–319.
13. Understanding and Modeling of Diode Voltage Overshoots During Fast Transient ESD Events / P. Zhihao, D. Schroeder, S. Holland, H. K. Wolfgang // IEEE Transactions on Electron Devices. 2014. Vol. 61, № 8. P. 2750–2753. doi: 10.1109/TED.2014.2330365
14. Improvement of SPICE based ESD Protection Models for I/O Protection Modeling / A. Pak, S. M. Mousavi, D. Pommerenke, G. Maghlakelidze, Ya. Xu // IEEE Intern. Joint EMC/SI/PI and EMC Europe Symp. 2021. Vol. 19, № 1. P. 1006–1011. doi: 10.1109/EMC/SI/PI/EMCEurope52599.2021.9559224
15. Шевченко Г. М., Семенов Э. В. Простая модель зависимости времени жизни неравновесных носителей заряда от прямого тока *p-n*-перехода // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: материалы 32-й Междунар. Крымской конф. / под ред. Ю. Б. Гимпилевича, П. П. Ермолова. Севастополь: СевГУ, 2022. С. 7–8.
16. Семенов Э. В., Малаховский О. Ю. Неквазистатическая модель *p-n*-перехода без рекурсии на пользовательском уровне // Изв. вузов. Физика. 2019. Т. 62, № 6. С. 151–156.

Информация об авторах

Шевченко Глеб Михайлович – младший научный сотрудник лаборатории нелинейной видеоимпульсной локализации Института сильноточной электроники СО РАН, аспирант Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – синтез нелинейных моделей элементов и устройств для импульсных режимов; нелинейные радиотехнические цепи; нелинейные сверхкороткоимпульсные системы измерений; генераторы высокой мощности. Адрес: Институт сильноточной электроники СО РАН, пр. Академический, д. 2/3, Томск, 634055, Россия E-mail: gleb.m.shevchenko@tusur.ru

Семенов Эдуард Валерьевич – доктор технических наук (2012), доцент (2009), старший научный сотрудник Института сильноточной электроники СО РАН, профессор кафедры радиоэлектроники и систем

связи Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор более 160 научных и учебно-методических работ. Сфера научных интересов – синтез нелинейных моделей элементов и устройств для импульсных режимов; измерение нелинейных искажений сложных сигналов; диагностические и локационные системы с использованием нелинейного отклика на импульсные воздействия.

Адрес: Институт сильноточной электроники СО РАН, пр. Академический, д. 2/3, Томск, 634055, Россия

E-mail: edwardsemyonov@narod.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5470-1185>

References

1. Togatov V. V., Gnatyuk P. A. Method for Measuring the Lifetime of Charge Carriers in the Base Regions of High-Speed Diode Structures. *Physics and Technology of Semiconductors*. 2005, vol. 39, no. 3, pp. 378–381. (In Russ.)
2. Ayaz M., Shafiqul I., Quazi D. M. Modified Ebers-Moll Model of Magnetic Bipolar Transistor. *IEEE Intern. Conf. on Electron Devices and Solid-State. Circuits*, Singapore, 01–04 June 2015. IEEE, 2015, pp. 812–815. doi: 10.1109/EDSSC.2015.7285242
3. Ebers J. J., Moll J. L. Large-Signal Behavior of Junction Transistors. *Proc. of the IRE*. 1954, vol. 42, no. 12, pp. 1761–1772. doi: 10.1109/JRPROC.1954.274797
4. M'Hamed B. B., Torres F., Reineix A., Hoffmann P. Complete Time-Domain Diode Modeling: Application to Off-Chip and On-Chip Protection Devices. *Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2011, vol. 53, no. 2, pp. 349–365. doi: 10.1109/TEMC.2010.2082551
5. Lauritzen P., Ma C. L. A Simple Diode Model with Reverse Recovery. *IEEE Trans. Power Electron*. 1991, vol. 6, no. 2, pp. 188–191. doi: 10.1109/63.76804
6. Yang A. T., Liu Yu, Yao J. T. An Efficient Nonquasi-Static Diode Model for Circuit Simulation. *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*. 1994, vol. 13, no. 2, pp. 231–234. doi: 10.1109/43.259946
7. Tien B., Hu C. Determination of Carrier Lifetime from Rectifier Ramp Recovery Waveform. *IEEE Electron Device Lett*. 1988, vol. 9, no. 10, pp. 553–555. doi: 10.1109/55.17842
8. Losev D. V., Bardashov D. S., Bykov A. G. Excitement of a Semiconductor Diode by a Short Pulse. *Russian Physics J*. 2015, vol. 58, no. 8-2, pp. 147–150. (In Russ.)
9. Aizenshtat G. I., Yushchenko A. Yu., Bozhkov V. G. Transient Processes in Microwave Pin Diodes Based on Gallium Arsenide. *Russian Physics J*. 2014, vol. 57, no. 12, pp. 14–19. (In Russ.)
10. Ali D., Sairja D., Chapman P., Jatskevich J. Variable-Resolution Simulation of Nonlinear Power Circuits. *Proc. of 2010 IEEE Intern. Symp. on Circuits and Systems*. 2010, pp. 2750–2753. doi: 10.1109/ISCAS.2010.5537026
11. Li H., Miao M., Zhou Yu., Selcedo J. A., Hajar J.-J., Sundaram K. B. Modeling and Simulation of Comprehensive Diode Behavior Under Electrostatic Discharge Stresses. *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*. 2019, vol. 19, no. 1, pp. 2750–2753. doi: 10.1109/TDMR.2018.2882454
12. Yushchenko A. Yu., Aizenshtat G. I., Monastyrnev E. A., Ivashchenko A. A., Akimov A. V. Development and Research of Microwave Power Limiters Based on Pin Diodes. *Russian Physics J*. 2010, vol. 53, no. 9-2, pp. 315–319. (In Russ.)
13. Zhihao P., Schroeder D., Holland S., Wolfgang H. K. Understanding and Modeling of Diode Voltage Overshoots During Fast Transient ESD Events. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2014, vol. 61, no. 8, pp. 2750–2753. doi: 10.1109/TED.2014.2330365
14. Pak A., Mousavi S. M., Pommerenke D., Maghlakelidze G., Xu Ya. Improvement of SPICE Based ESD Protection Models for I/O Protection Modeling. *IEEE Intern. Joint EMC/SI/PI and EMC Europe Symp*. 2021, vol. 19, no. 1, pp. 1006–1011. doi: 10.1109/EMC/SI/PI/EMCEurope52599.2021.9559224
15. Shevchenko G. M., Semyonov E. V. A Simple Model of the Dependence of the Lifetime of Nonequilibrium Charge Carriers on the Direct Current of the p - n -junction. *Microwave Engineering and Telecommunication Technologies: Proc. of the 32nd Intern. Crimean Conf. Ed. by Yu. B. Gimpilevich, P. P. Yermolov. Sevastopol, SevGU, 2022, pp. 7–8. (In Russ.)*
16. Semyonov E. V., Malakhovskij O. Yu. Non-Quasi-Static p - n -junction Model without User-Defined Recursion. *Russian Physics J*. 2019, vol. 62, no. 6, pp. 151–156. (In Russ.)

Information about the authors

Gleb M. Shevchenko, Junior Researcher at the Laboratory of Nonlinear Video-Pulse Location of the Institute of High-Current Electronics of the Siberian Branch of the Russian Academy of Sciences, Postgraduate Student of the Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of 15 scientific publications. Area of expertise: synthesis of nonlinear models of elements; devices for pulsed modes, non-linear radio engineering circuits; non-linear ultrashort-pulse measurement systems, high power generators.

Address: Institute of High Current Electronics SB RAS, 2/3, Akademicheskoy Ave., Tomsk 634055, Russia

E-mail: gleb.m.shevchenko@tusur.ru

Edward V. Semyonov, Dr Sci. (Eng.) (2012), Associate Professor (2009), Senior Researcher of Institute of High Current Electronics SB RAS, Professor at the Department of Radioelectronics and Communication Systems of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of more than 160 scientific and educational publications. Area of expertise: synthesis of nonlinear models for elements, devices at pulse impacts; measurement of nonlinear distortions of complex signals; diagnostic and radar systems with analysis of nonlinear response to pulse impacts.

Address: Institute of High Current Electronics SB RAS, 2/3, Akademichesky Ave., Tomsk 634055, Russia

E-mail: edwardsemyonov@narod.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5470-1185>

**Исследование оптических свойств микрокольцевых резонаторов,
изготовленных по технологии кремний на изоляторе,
методом оптической рефлектометрии обратного рассеяния**

И. А. Рябцев^{1✉}, А. А. Ершов¹, Д. В. Ряйккенен¹, А. П. Буровихин¹, Р. В. Гапончик¹,
И. Ю. Таценко¹, А. А. Сташкевич², А. А. Никитин, А. Б. Устинов¹

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

²Университет Сорбонна Париж Север, Вилльтанез, Франция

✉ryabcev.ilya@gmail.com

Аннотация

Введение. Одним из перспективных методов определения параметров оптических кольцевых резонансных структур является метод рефлектометрии обратного рассеяния. Он позволяет экспериментально определять коэффициенты связи и потери на распространение. Однако экспериментальная проверка этого метода путем сопоставления данных, полученных в результате рефлектометрии и измерения оптическим векторным анализатором высокого разрешения, до настоящего времени не проводилась.

Цель работы. Определение параметров кремниевого микрокольцевого резонатора (МКР) методом оптической рефлектометрии обратного рассеяния. Расчет характеристик передачи исследуемого резонатора с использованием полученных параметров. Сопоставление результатов расчета передаточных характеристик с экспериментальными результатами измерения оптическим векторным анализатором высокого разрешения.

Материалы и методы. Исследуются характеристики МКР, изготовленного по технологии кремний на изоляторе. Для исследования параметров МКР использовался оптический рефлектометр обратного рассеяния. Для обработки полученной рефлектограммы применялась оригинальная теоретическая модель. Для исследования передаточных характеристик использовался оптический векторный анализатор. Численное моделирование передаточной характеристики с учетом полученных параметров резонатора проводилось с использованием оригинального аналитического подхода, основанного на методе парциальных волн.

Результаты. В результате исследования были получены значения коэффициента связи по мощности $\kappa = 0.167$ и потерь на распространение $\alpha = 3.25$ дБ/см. Полученные величины использовались для численного моделирования передаточных характеристик исследуемого резонатора, которые с высокой точностью совпадали с результатами эксперимента. В работе были определены межмодовый диапазон, который составил 88.8 ГГц, и добротность 45 000.

Заключение. Работа посвящена экспериментальному исследованию параметров интегральных МКР, изготовленных по технологии кремний на изоляторе с использованием метода рефлектометрии обратного рассеяния. Сравнение экспериментальной и теоретической передаточных характеристик показало хорошее соответствие, что свидетельствует о высокой точности определения параметров резонатора и, как следствие, актуальности используемого метода.

Ключевые слова: микрокольцевой резонатор, рефлектометрия обратного рассеяния, кремний на изоляторе

Для цитирования: Исследование оптических свойств микрокольцевых резонаторов, изготовленных по технологии кремний на изоляторе, методом оптической рефлектометрии обратного рассеяния / И. А. Рябцев, А. А. Ершов, Д. В. Ряйккенен, А. П. Буровихин, Р. В. Гапончик, И. Ю. Таценко, А. А. Сташкевич, А. А. Никитин, А. Б. Устинов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 6. С. 79–89. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-79-89

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках выполнения государственного задания № 075-01438-22-07 и гранта № FSEE-2022-0017.

Статья поступила в редакцию 14.10.2022; принята к публикации после рецензирования 15.11.2022; опубликована онлайн 29.12.2022



Investigation of the Optical Properties of Silicon-on-Insulator Microring Resonators Using Optical Backscatter Reflectometry

Ilya A. Ryabcev[✉], Alexander A. Ershov¹, Daniil V. Ryaikinen¹,
Roman V. Haponchyk¹, Anton P. Burovikhin¹, Ivan Yu. Tatsenko¹,
Andrey A. Stashkevich², Andrey A. Nikitin¹, Alexey B. Ustinov¹

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²Université Sorbonne Paris Nord, Villetaneuse, France

✉ryabcev.ilya@gmail.com

Abstract

Introduction. Optical backscatter reflectometry is one of the most promising methods used to examine characteristic parameters relevant to the design of microring resonators. This method paves the way for experimental determination of the coupling coefficient and propagation loss. However, experimental verification of this technique by comparing the transmission characteristics obtained by reflectometry and those directly measured by an optical vector analyzer has not been carried out.

Aim. To determine the parameters of microring resonators by optical reflectometry and to calculate on their basis the transmission characteristics of microring resonators. To compare the calculated transmission characteristics with those obtained experimentally using a high-resolution vector analyzer.

Materials and methods. The characteristic parameters of silicon-on-insulator microring resonators were investigated using an ultra-high resolution reflectometer. An original algorithm was employed to derive the characteristic parameters of microring resonators from reflectograms. An optical vector analyzer was used to study the transmission characteristics of microring resonators. Numerical modeling of transmission characteristics considering the obtained parameters was carried out according an analytical approach based on partial wave analysis.

Results. The obtained values of the power coupling coefficient $\kappa = 0.167$ and propagation losses $\alpha = 3.25$ dB/cm were used for numerical simulation of the transmission characteristics of a microring resonator. These characteristics were found to agree well with those obtained experimentally. The free spectral range of 88.8 GHz and Q-factor of 45 000 were determined.

Conclusion. An experimental study of the characteristic parameters of silicon-on-insulator microring resonators was conducted using an optical backscatter reflectometer. The performed comparison of the experimental and theoretical transmission characteristics showed good agreement, which indicates the high accuracy of the determined resonator parameters and, as a result, the relevance of the described method.

Keywords: microring resonator, reflectometry, silicon on insulator

For citation: Ryabcev I. A., Ershov A. A., Ryaikinen D. V., Haponchyk R. V., Burovikhin A. P., Tatsenko I. Yu., Stashkevich A. A., Nikitin A. A., Ustinov A. B. Investigation of the Optical Properties of Silicon-on-Insulator Microring Resonators Using Optical Backscatter Reflectometry. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 6, pp. 79–89. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-79-89

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

Acknowledgements. The work was carried out with the support of Ministry of Education and Science of Russian Federation (project no. 075-01438-22-07, grant no. FSEE-2022-0017).

Submitted 14.10.2022; accepted 15.11.2022; published online 29.12.2022

Введение. Микрокольцевые резонаторы (МКР) являются ключевыми элементами для создания интегральных фотонных схем. Основными преимуществами МКР по сравнению с другими элементами являются компактность, возможность изменения спектральных свойств

в широких пределах путем регулировки геометрии волновода и длины резонатора l , снижение порогов нелинейных процессов за счет интерференции циркулирующих волн, а также простота изготовления. В настоящее время наиболее распространенной платформой для

производства фотонных интегральных схем является технология кремний на изоляторе (КНИ). КНИ совместима с КМОП-технологией и позволяет создавать фотонные интегральные схемы с высокой плотностью оптических элементов на чипе [1–4]. МКР, изготовленные по технологии КНИ, находят широкое применение при создании различных пассивных фотонных устройств, таких как высокочастотные фильтры [5–7] и биосенсоры [8], а также электрооптических модуляторов [9, 10]. Кроме того, низкий порог возникновения нелинейных эффектов (двухфотонное поглощение, комбинационное рассеяние, термооптический эффект) позволяет реализовывать нелинейные устройства, например ячейки памяти, логические элементы, коммутаторы и транзисторы [11–14].

Типичная конструкция МКР состоит из кольца, связанного с двумя прямыми микроволновдами, обеспечивающими ввод и вывод оптического сигнала (рис. 1). Оптический сигнал, поступающий на вход 1, распространяется по прямому микроволновду. В области связи (пунктир на рис. 1) часть мощности переизлучается в волновод, замкнутый в кольцо, остальная часть мощности поступает на выход 3. Часть сигнала, циркулирующего в кольце, ответвляется во второй прямой волновод и поступает на выход 2. На резонансных частотах, на которых набег фазы в кольце кратен 2π , мощность на выходе 3 уменьшается, а на выходе 2 возрастает.

Основными характеристиками, определяющими форму передаточной характеристики МКР, являются дисперсия и потери в волноводных структурах, а также коэффициенты связи. Дисперсионные свойства волноводных

структур могут быть определены из эксперимента путем сопоставления положения резонансных гармоник с номером m и резонансных волновых чисел $k_m = 2\pi m/l$. В то же время потери на связь и декремент затухания не могут быть однозначно разделены при измерении передаточных характеристик. Обычно эти параметры определяются путем сопоставления теоретических и экспериментальных зависимостей [15], однако такой метод вызывает затруднения при исследовании высокочастотных резонаторов, так как значительно возрастают требования к разрешению измерительного оборудования, а также к точности используемых теоретических моделей. В этом случае для определения коэффициентов связи и затухания необходим метод, который позволит однозначно разделить эти параметры. Одним из таких методов является метод рефлектометрии обратного рассеяния. В [16, 17] теоретически показано, что данный метод позволяет однозначно определить коэффициент связи и потери на распространение в кольцевых резонансных системах. Позднее в [13, 14] этот метод был использован для определения параметров МКР. Однако экспериментальное сопоставление передаточных характеристик, полученных в результате рефлектометрии обратного рассеяния и измеренных с помощью оптического векторного анализатора высокого разрешения, до настоящего времени не проводилось. Целью данной работы являлось определение параметров МКР, изготовленного по технологии КНИ, путем анализа рефлектограмм. Сопоставление передаточных характеристик, измеренных с помощью оптического векторного анализатора высокого разрешения и рассчитанных с использованием найденных параметров МКР, позволяет экспериментально продемонстрировать применимость метода рефлектометрии обратного рассеяния для определения свойств КНИ МКР.

Исследование МКР методом рефлектометрии обратного рассеяния. Исследуемый МКР изготовлен по технологии КНИ. Толщины нижнего и покрывного слоев SiO_2 составляли 2 и 14 мкм соответственно. Исследуемая структура состояла из кремниевых микроволновдов сечением $500 \times 220 \text{ нм}^2$, что обеспечивало ква-

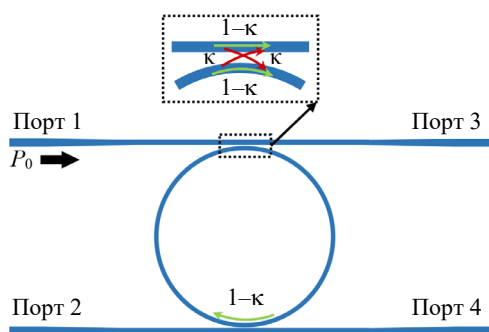


Рис. 1. Схема МКР

Fig. 1. Schematic representation of microring resonators (MRR)

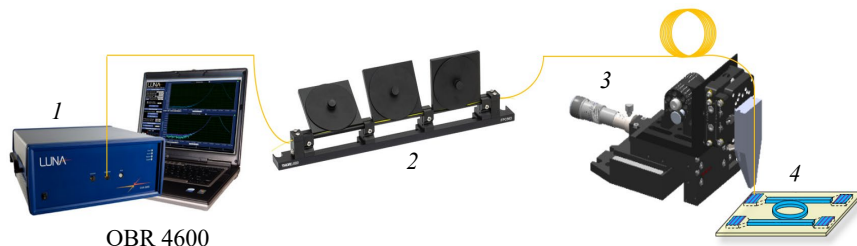


Рис. 2. Измерительный стенд для исследования характеристик МКР методом рефлектометрии обратного рассеяния
 Fig. 2. Experimental setup for studying the characteristics of a MRR by the method of backscattering reflectometry

зиодномодовый режим распространения оптического излучения на частоте 193 ТГц. Диаметр МКР составлял 256 мкм, а расстояние между МКР и прямыми микроволноводами – 250 нм. Ввод излучения в микроволноводы и вывод излучения из них осуществлялись с помощью одномодовых склотовых оптических волокон, установленных под углом 82° к плоскости структуры, через брэгговские преобразователи шириной 10 мкм, периодом 630 нм и коэффициентом заполнения 0.5. Для согласования диаметров мод в оптическом волокне и кремниевом микроволноводе использовались сужающиеся волноводы длиной 128 мкм. Минимальные потери на ввод и вывод излучения были получены на частоте 192.5 ТГц и составляли 15.7 дБ.

Измерительный стенд для исследования характеристик резонатора методом рефлектометрии обратного рассеяния представлен на рис. 2. Он состоит из оптического рефлектометра обратного рассеяния Luna OBR 4600 (1), контроллера поляризации (2), трехосевой системы для микропозиционирования оптического волокна (3) и исследуемого МКР (4). Оптический сигнал с рефлектометра подавался на входной порт резонатора при помощи склотового оптического волокна SMF-28. Отраженный сигнал принимался оптическим волокном и регистрировался рефлектометром. Полоса рабочих частот рефлектометра составляла от 188 до 193 ТГц.

Прохождение входного оптического импульса через исследуемую структуру сопровождается отражениями от неоднородностей в исследуемой структуре. Точка ввода излучения через брэгговский преобразователь в интегральную структуру определялась по положению максимального пика на рефлектограмме. Через расстояние, равное удвоенной длине прямого волновода, на рефлектограмме наблюдалась серия эквидистантных пиков, расстояние

между которыми равно длине кольца $l = 804$ мкм. Эта область рефлектограммы показана на рис. 3. Для удобства в качестве начальной точки выбрано положение первого пика в серии.

Рассмотрим процесс распространения первого пика (рис. 3). Оптический сигнал вводится через брэгговский преобразователь и распространяется по прямому волноводу до противоположного брэгговского преобразователя, затем, отражаясь от него, возвращается на вход и регистрируется рефлектометром. В процессе распространения он дважды проходит область связи между верхним волноводом и кольцом, в которой часть сигнала переизлучается в резонатор. Таким образом, выражение, описывающее мощность сигнала на выходе, можно записать как

$$P_1 = P_0 A^4 (1 - \kappa)^2,$$

где P_0 – мощность входного сигнала; A – коэффициент, описывающий затухание амплитуды сигнала при распространении в прямом волноводу и отражение от брэгговских преобразователей; κ – коэффициент связи по мощности. Опишем процесс распространения следу-

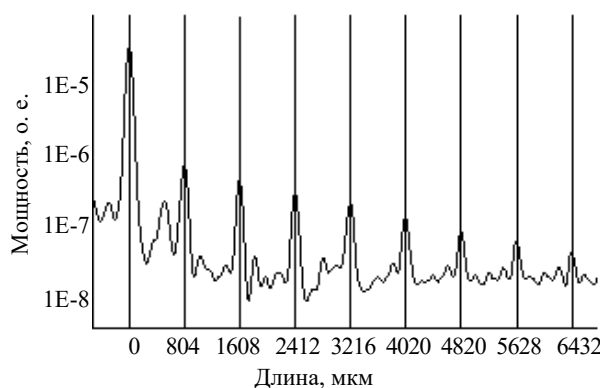


Рис. 3. Рефлектограмма МКР
 Fig. 3. Reflectogram of a MRR

ющего пика: входной оптический сигнал через брэгговский преобразователь входит в микроволновод и распространяется по нему до области связи, в которой происходит переизлучение сигнала в МКР. Далее сигнал проходит один оборот по кольцу. Часть мощности сигнала теряется в результате затухания, а часть – в результате переизлучения во второй микроволновод. После полного оборота происходит обратное переизлучение сигнала в подводящий микроволновод. Далее сигнал проходит тот же путь, что и в предыдущем случае. В результате мощность второго импульса описывается следующим выражением:

$$P_2 = P_0 A^4 \kappa^2 (1 - \kappa)^2 e^{-2\alpha l},$$

где α – декремент затухания амплитуды сигнала в кремниевом микроволноводе. Выражение, описывающее мощность сигнала, совершившего два оборота по кольцу, можно записать в виде

$$P_3 = P_0 A^4 \kappa^2 (1 - \kappa)^4 e^{-4\alpha l}.$$

Каждый последующий пик на рефлектограмме уменьшается на величину, равную затуханию за один оборот по кольцу. Согласно методу, предложенному в [16, 17], параметры МКР могут быть найдены из решения системы уравнений, составленной для первых трех пиков:

$$\begin{cases} \kappa^2 e^{-2\alpha l} = \frac{P_1}{P_2}; \\ (1 - \kappa)^2 e^{-2\alpha l} = \frac{P_2}{P_3}. \end{cases}$$

В результате решения системы уравнений были получены следующие параметры МКР: потери на распространение составили $\alpha = 3.25$ дБ/см, коэффициент связи по мощности $\kappa = 0.167$.

Исследование передаточных характеристик МКР. С целью проверки адекватности полученных параметров МКР на следующем этапе было проведено экспериментальное исследование передаточной характеристики МКР. Для этого был собран измерительный стенд, представленный на рис. 4. Он состоял из оптического векторного анализатора Luna OBR 5000 (1), контроллера поляризации (2), двух трехосевых систем позиционирования для ввода и вывода излучения (3) и исследуемого МКР (4). Оптический сигнал с векторного анализатора при помощи оптического волокна SMF-28, сколотого на конце, подавался на вход в МКР (порт 1 на рис. 1). Выходной сигнал с противоположного порта МКР (порт 3 на рис. 1) принимался выводным оптическим волокном и поступал в векторный анализатор. На рис. 5, а черной сплошной линией представлен результат измерения передаточной характеристики МКР. Из полученных передаточных характеристик были определены межмодовый диапазон, который составил 88.8 ГГц, и добротность, равная 45 000.

Теперь рассмотрим принцип расчета передаточных характеристик МКР. Первоначально из результатов эксперимента, представленного на рис. 5, а, была найдена передаточная характеристика прямого микроволновода с брэгговскими преобразователями. Известно, что спектральная зависимость эффективности ввода/вывода излучения через брэгговские преобразователи вблизи максимума имеет гауссову форму [18, 19]. Считая потери в прямом волноводе малыми по сравнению с потерями на ввод и вывод излучения, передаточную характеристику прямого волновода с брэгговскими преобразователями H_{bragg} можно аппроксимировать следующей зависимостью:

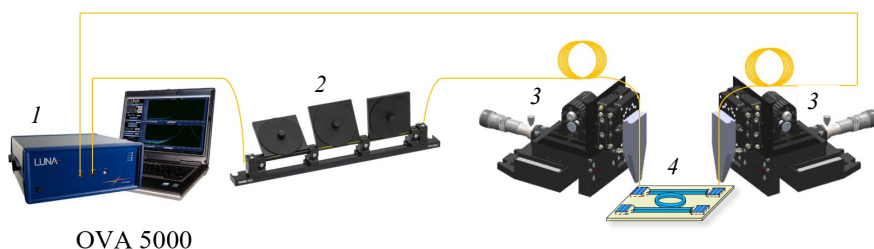


Рис. 4. Экспериментальная установка для исследования передаточных характеристик МКР
Fig. 4. Experimental setup for studying the transmission characteristics of an MRR

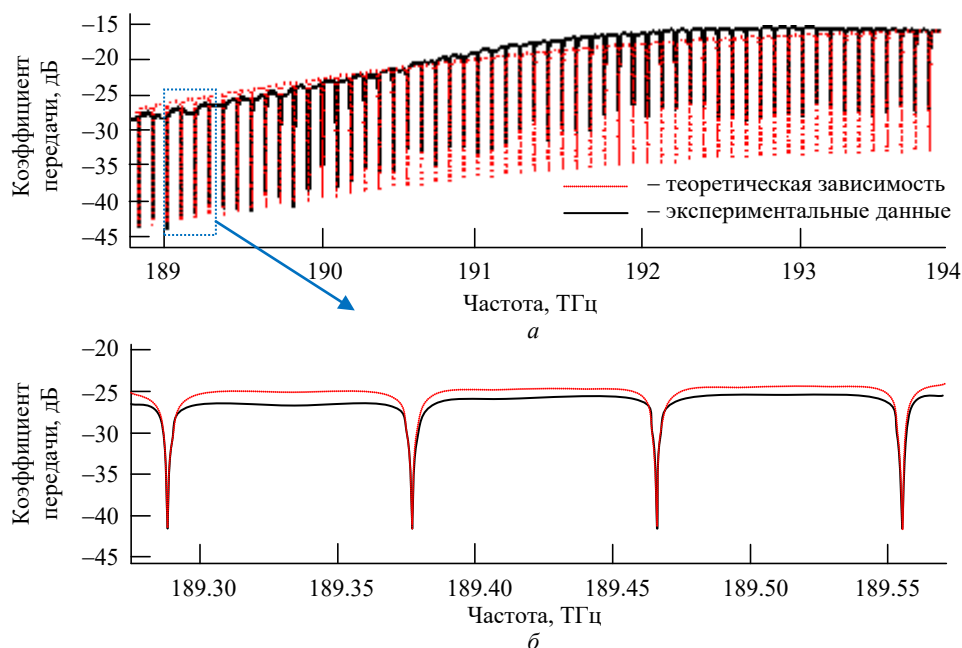


Рис. 5. Экспериментальная и теоретическая передаточные характеристики МКР в широком (а) и узком (б) диапазонах частот

Fig. 5. Experimental and theoretical transmission characteristics of the MRR in wide (a) and narrow (b) frequency bands

$$H_{\text{bragg}} = 0.025 \exp \left[-\frac{(f - 194)^2}{11} \right],$$

где f – частота сигнала, ТГц.

В этом случае передаточная характеристика МКР с учетом потерь на ввод и вывод излучения может быть описана следующим выражением:

$$H_p = H_{\text{ring}} H_{\text{bragg}}.$$

Здесь H_{ring} – коэффициент передачи МКР по мощности, который может быть найден с помощью метода парциальных волн [20] и имеет вид [21]

$$H_{\text{ring}} = \frac{(1 - \kappa) [1 + e^{-2\alpha l} - 2e^{-\alpha l} \cos(kl)]}{1 + (1 - \kappa)^2 e^{-2\alpha l} - 2(1 - \kappa) e^{-\alpha l} \cos(kl)},$$

где k – волновое число микроволнового. Для расчета коэффициента передачи МКР используем параметры $\alpha = 3.25$ дБ/см и $\kappa = 0.167$, по-

лученные методом оптической рефлектометрии. Результаты численного моделирования показаны на рис. 5, а красной пунктирной линией. В увеличенном масштабе видно, что результаты экспериментального исследования и численного моделирования совпадают с высокой степенью точности (рис. 5, б).

Заключение. Проведенное исследование показывает, что метод рефлектометрии обратного рассеяния позволяет определять оптические параметры интегральных МКР. Полученные при помощи рефлектометрии значения параметров $\alpha = 3.25$ дБ/см и $\kappa = 0.167$ были использованы для численного моделирования передаточных характеристик кремниевых МКР, которые с высокой точностью совпадали с результатами, полученными с помощью оптического векторного анализатора высокого разрешения.

Авторский вклад

Рябцев Илья Александрович – подготовка статьи; настройка ввода и вывода излучения в микрокольцевой резонатор.

Ершов Александр Александрович – подготовка статьи; измерение рефлектограмм микрокольцевого резонатора.

Ряйккенен Даниил Витальевич – подготовка программы для расчетов передаточных характеристик МКР; численное моделирование передаточных характеристик микрокольцевого резонатора.

Буровихин Антон Павлович – сопоставление экспериментальных данных с результатами численного моделирования, анализ экспериментальных результатов.

Гапончик Роман Валерьевич – анализ рефлектограмм, подготовка программ для определения параметров МКР.

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

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

Никитин Андрей Александрович – измерение рефлектограмм и передаточных характеристик МКР; обсуждение результатов.

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

Author's contribution

Ilya A. Ryabcev, preparation of the paper text; alignment of optical input and output fibers.

Alexander A. Ershov, preparation of the paper text; optical backscatter reflectometry of MRR.

Daniil V. Ryayknenen, development of a program for numerical simulation and modeling of the transmission characteristics of microring resonators.

Anton P. Burovikhin, comparison of experimental data with the results of numerical simulation; analysis of the experimental results.

Roman V. Haponchyk, analysis of the reflectograms; development of a program for numerical calculating the optical characteristic parameters of microring resonator.

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

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

Andrey A. Nikitin, measuring of reflectograms and transfer characteristics; 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. Silicon Nitride in Silicon Photonics / D. J. Blumenthal, R. Heideman, D. Geuzebroek, A. Leinse, C. Roeloffzen // Proc. IEEE. 2018. Vol. 106, № 12. P. 2209–2231. doi: 10.1109/JPROC.2018.2861576

2. Marpaung D., Yao J., Capmany J. Integrated microwave photonics // Nature Photon. 2019. Vol. 13, № 2. P. 80–90. doi: 10.1038/s41566-018-0310-5

3. Xu Q., Lipson M. All-optical logic based on silicon micro-ring resonators // Optics Express. 2007. Vol. 15, № 3. P. 924–929. doi: 10.1364/OE.15.000924

4. All-optical nonlinear switching in GaAs-AlGaAs microring resonators / V. Van, T. A. Ibrahim, K. Ritter, P. P. Absil, F. G. Johnson, R. Grover, J. Goldhar, P. T. Ho // IEEE Photonics Technology Letters. 2002. Vol. 14, № 1. P. 74–76. doi: 10.1109/68.974166

5. Naweed A. Photonic coherence effects from dual-waveguide coupled pair of co-resonant microring resonators // Optics Express. 2015. Vol. 23, № 10. P. 12573–12581. doi: 10.1364/OE.23.012573

6. Compact multi-million Q resonators and 100 MHz passband filter bank in a thick-SOI photonics platform / B. Zhang, K. Al Qubaisi, M. Cherchi, M. Harjanne, Y. Ehrlichman, A. N. Khilo, M. A. Popović // Optics Letters. 2020. Vol. 45, № 11. P. 3005–3008. doi: 10.1364/OL.395203

7. A continuously tunable sub-gigahertz microwave photonic bandpass filter based on an ultra-high-Q silicon microring resonator / H. Qiu, F. Zhou, J. Qie, Y. Yao, X. Hu, Y. Zhang, X. Xiao, Y. Yu, J. Dong,

X. Zhang // J. of Lightwave Technology. 2018. Vol. 36, № 19. P. 4312–4318. doi: 10.1109/JLT.2018.2822829

8. Label-free technologies for quantitative multiparameter biological analysis / A. J. Qavi, A. L. Washburn, J. Y. Byeon, R. C. Bailey // Analytical and bioanalytical chemistry. 2009. Vol. 394, № 1. P. 121–135. doi: 10.1007/s00216-009-2637-8

9. Electro-optic modulation in integrated photonics / G. Sinatkas, T. Christopoulos, O. Tsilipakos, E. E. Kriezis // J. of Applied Physics. 2021. Vol. 130, № 1. P. 010901. doi: 10.1063/5.0048712

10. Silicon microring modulator for 40 Gb/s NRZ-OOK metro networks in O-band / Z. Xuan, Y. Ma, Y. Liu, R. Ding, Y. Li, N. Ophir, A. Eu-Jin Lim, G.-Q. Lo, P. Magill, K. Bergman, T. Baehr-Jones, M. Hochberg // Optics Express. 2014. Vol. 22, № 23. P. 28284–28291. doi: 10.1364/OE.22.028284

11. Ultrafast nonlinear all-optical processes in silicon-on-insulator waveguides / R. Dekker, N. Usechak, M. Först, A. Driessen // J. of physics D: Applied physics. 2007. Vol. 40, № 14. P. R249. doi: 10.1088/0022-3727/40/14/R01

12. Optical bistable SOI micro-ring resonators for memory applications / A. A. Nikitin, I. A. Ryabcev, A. A. Nikitin, A. V. Kondrashov, A. A. Semenov, D. A. Konkin, A. A. Kokolov, F. I. Sheyerman, L. I. Babak, A. B. Ustinov // Optics Communications. 2022. Vol. 511. P. 127929. doi: 10.1016/j.optcom.2022.127929

13. Carrier-induced optical bistability in the silicon

micro-ring resonators under continuous wave pumping / A. A. Nikitin, A. V. Kondrashov, V. V. Vitko, I. A. Ryabcev, G. A. Zaretskaya, N. A. Cheplagin, D. A. Konkin, A. A. Kokolov, L. I. Babak, A. B. Ustinov, B. A. Kalinikos // Optics Communications. 2021. Vol. 480. P. 126456. doi: 10.1016/j.optcom.2020.126456

14. Optical multistability in a cross-coupled double-ring resonator system / S. Zhuang, J. Feng, H. Liu, S. Yuan, Y. Chen, H. Zeng // Optics Communications. 2022. Vol. 507. P. 127637. doi: 10.1016/j.optcom.2021.127637

15. Ultrahigh Q SOI ring resonator with a strip waveguide / B. Mou, Y. Boxia, Q. Yan, W. Yanwei, H. Zhe, Y. Fan, W. Yu // Optics Communications. 2022. Vol. 505. P. 127437. doi: 10.1016/j.optcom.2021.127437

16. Gottesman Y., Rao E. V. K., Rabus D. G. New Methodology to Evaluate the Performance of Ring Resonators Using Optical Low-Coherence Reflectometry // J. of Lightwave Technology. 2004. Vol. 22, № 6. P. 1566–1572. doi: 10.1109/JLT.2004.829216

17. An alternative methodology based on spectral analysis for a direct access to ring resonator parameters /

Y. Gottesman, D. G. Rabus, E. V. K. Rao, B. E. Benkelfat // IEEE Photonics Technology Letters. 2009. Vol. 21, № 19. P. 1399–1401. doi: 10.1109/LPT.2009.2025603

18. Compact and Highly Efficient Grating Couplers Between Optical Fiber and Nanophotonic Waveguides / F. Van Laere, G. Roelkens, M. Ayre, J. Schrauwen, D. Taillaert, D. Van Thourhout, F. Thomas Krauss, R. Baets // J. of Lightwave Technology. 2007. Vol. 25, № 1. P. 151–156.

19. Taillaert D., Bienstman P., Baets R. Compact efficient broadband grating coupler for silicon-on-insulator waveguides // Optics Letters. 2004. Vol. 29, № 23. P. 2749–2757. doi: 10.1364/OL.29.002749

20. Nonlinear frequency response of the multi-resonant ring cavities / A. A. Nikitin, V. V. Vitko, M. A. Cherkasskii, A. B. Ustinov, B. A. Kalinikos // Results in Physics. 2020. Vol. 18. P. 103279. doi: 10.1016/j.rinp.2020.103279

21. Gerhard D. Integrated ring resonators: a Compendium. Germany: Springer, 2021. 490 p.

Информация об авторах

Рябцев Илья Александрович – аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиофотоника; нелинейная динамика; бистабильность.

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

E-mail: ryabcev.ilya@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-8158-8827>

Ершов Александр Александрович – аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 8 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиофотоника; интегральная оптика.

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

E-mail: aaershov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-3600-4946>

Ряйккенен Даниил Витальевич – студент 1-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 4 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиофотоника; нелинейная динамика; бистабильность.

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

E-mail: dvryaykkenen@stud.etu.ru

Буровихин Антон Павлович – аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 17 научных публикаций. Сфера научных интересов – сегнетоэлектрики; мультиферроики; пироэлектричество; электрокалорика.

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

E-mail: antonburovihhin@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5147-0630>

Гапончик Роман Валерьевич – аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 10 научных публикаций. 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>

Ташенко Иван Юрьевич – аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиодифракция; 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>

Сташкевич Андрей Александрович – доктор физико-математических наук (1994), заслуженный профессор (2020) Галилеевского института Университета Сорбонна Париж Север, Лаборатория физико-химических свойств материалов LSPM CNRS. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – спинтроника; магнотроника; мандельштам-бриллюэновская спектроскопия; радиодифракция.

Адрес: Лаборатория физико-химических свойств материалов LSPM CNRS, авеню Ж. Б. Клемана, д. 99, Витальнез, 93430, Франция

E-mail: stachkevitch@univ-paris13.fr

Никитин Андрей Александрович – кандидат физико-математических наук (2011), доцент (2015) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных публикаций. Сфера научных интересов – нелинейные волновые процессы; радиодифракция; спин-волновая электроника.

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

E-mail: aanikitin@etu.com

<https://orcid.org/0000-0002-4226-4341>

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 публикаций. Сфера научных интересов – линейные и нелинейные колебания и волны в магнитных пленках и слоистых структурах; СВЧ-электроника; радиодифракция.

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

E-mail: Ustinov_rus@yahoo.com

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

References

1. Blumenthal D. J., Heideman R., Geuzebroek D., Leinse A., Roeloffzen C. Silicon Nitride in Silicon Photonics. *Proc. IEEE*. 2018, vol. 106, no. 12, pp. 2209–2231. doi: 10.1109/JPROC.2018.2861576
2. Marpaung D., Yao J., Capmany J. Integrated Microwave Photonics. *Nature Photon.* 2019, vol. 13, no. 2, pp. 80–90. doi: 10.1038/s41566-018-0310-5
3. Xu Q., Lipson M. All-Optical Logic Based on Silicon Micro-Ring Resonators. *Optics Express*. 2007, vol. 15, no. 3, pp. 924–929. doi: 10.1364/OE.15.000924
4. Van V., Ibrahim T. A., Ritter K., Absil P. P., Johnson F. G., Grover R., Goldhar J., Ho P. T. All-Optical Nonlinear Switching in GaAs-AlGaAs Microring Resonators. *IEEE Photonics Technology Letters*. 2002, vol. 14, no. 1, pp. 74–76. doi: 10.1109/68.974166
5. Naweed A. Photonic Coherence Effects from Dual-Waveguide Coupled Pair of Co-Resonant Microring Resonators. *Optics Express*. 2015, vol. 23, no. 10, pp. 12573–12581. doi: 10.1364/OE.23.012573
6. Zhang B., Al Qubaisi K., Cherchi M., Harjanje M., Ehrlichman Y., Khilo A. N., Popović M. A. Compact Multi-Million Q Resonators and 100 MHz Passband Filter Bank in a Thick-SOI Photonics Platform. *Optics Letters*. 2020, vol. 45, no. 11, pp. 3005–3008. doi: 10.1364/OL.395203
7. Qiu H., Zhou F., Qie J., Yao Y., Hu X., Zhang Y., Xiao X., Yu Y., Dong J., Zhang X. A Continuously Tunable Sub-Gigahertz Microwave Photonic Bandpass Filter Based on an Ultra-High-Q Silicon Microring Resonator. *J. of Lightwave Technology*. 2018, vol. 36, no. 19, pp. 4312–4318. doi: 10.1109/JLT.2018.2822829
8. Qavi A. J., Washburn A. L., Byeon J. Y., Bailey R. C. Label-Free Technologies for Quantitative Multiparameter Biological Analysis. *Analytical and Bioanalytical Chemistry*. 2009, vol. 394, no. 1, pp. 121–135. doi: 10.1007/s00216-009-2637-8
9. Sinatka G., Christopoulos T., Tsilipakos O., Kriezis E. E. Electro-Optic Modulation in Integrated Photonics. *J. of Applied Physics*. 2021, vol. 130, no. 1, p. 010901. doi: 10.1063/5.0048712
10. Xuan Z., Ma Y., Liu Y., Ding R., Li Y., Ophir N., Eu-Jin Lim A., Lo G.-Q., Magill P., Bergman K., Baehr-Jones T., Hochberg M. Silicon Microring Modulator for 40 Gb/s NRZ-OOK Metro Networks in O-Band. *Optics Express*. 2014, vol. 22, no. 23, pp. 28284–28291. doi: 10.1364/OE.22.028284
11. Dekker R., Usechak N., Först M., Driessen A. Ultrafast Nonlinear All-Optical Processes in Silicon-on-Insulator Waveguides. *J. of Physics D: Applied Physics*. 2007, vol. 40, no. 14, p. R249. doi: 10.1088/0022-3727/40/14/R01
12. Nikitin A. A., Ryabcev I. A., Nikitin A. A., Kondrashov A. V., Semenov A. A., Konkin D. A., Kokolov A. A., Sheyerman F. I., Babak L. I., Ustinov A. B. Optical Bistable SOI Micro-Ring Resonators for Investigation of the Optical Properties of Silicon-on-Insulator Microring Resonators Using Optical Backscatter Reflectometry

Memory Applications. Optics Communications. 2022, vol. 511, p. 127929. doi: 10.1016/j.optcom.2022.127929

13. Nikitin A. A., Kondrashov A. V., Vitko V. V., Ryabcev I. A., Zaretskaya G. A., Cheplagin N. A., Konkina D. A., Kokolov A. A., Babak L. I., Ustinov A. B., Kalinikos B. A. Carrier-Induced Optical Bistability in the Silicon Micro-Ring Resonators under Continuous Wave Pumping. Optics Communications. 2021, vol. 480, p. 126456. doi: 10.1016/j.optcom.2020.126456

14. Zhuang S., Feng J., Liu H., Yuan S., Chen Y., Zeng H. Optical Multistability in a Cross-Coupled Double-Ring Resonator System. Optics Communications. 2022, vol. 507, p. 127637. doi: 10.1016/j.optcom.2021.127637

15. Mou B., Boxia Y., Yan Q., Yanwei W., Zhe H., Fan Y., Yu W. Ultrahigh Q SOI Ring Resonator with a Strip Waveguide. Optics Communications. 2022, vol. 505, p. 127437. doi: 10.1016/j.optcom.2021.127437

16. Gottesman Y., Rao E. V. K., Rabus D. G. New Methodology to Evaluate the Performance of Ring Resonators Using Optical Low-Coherence Reflectometry. J. of Lightwave Technology. 2004, vol. 22, no. 6, pp. 1566–1572. doi: 10.1109/JLT.2004.829216

17. Gottesman Y., Rabus D. G., Rao E. V. K., Benkelfat B. E. An Alternative Methodology Based on Spectral Analysis for a Direct Access to Ring Resonator Parameters. IEEE Photonics Technology Letters. 2009, vol. 21, no. 19, pp. 1399–1401. doi: 10.1109/LPT.2009.2025603

18. Van Laere F., Roelkens G., Ayre M., Schrauwen J., Taillaert D., Van Thourhout D., Thomas Krauss F., Baets R. Compact and Highly Efficient Grating Couplers Between Optical Fiber and Nanophotonic Waveguides. J. of Lightwave Technology. 2007, vol. 25, no. 1, pp. 151–156.

19. Taillaert D., Bienstman P., Baets R. Compact Efficient Broadband Grating Coupler for Silicon-on-Insulator Waveguides. Optics Letters. 2004, vol. 29, no. 23, pp. 2749–2757. doi: 10.1364/OL.29.002749

20. Nikitin A. A., Vitko V. V., Cherkasskii M. A., Ustinov A. B., Kalinikos B. A. Nonlinear Frequency Response of the Multi-Resonant Ring Cavities. Results in Physics. 2020, vol. 18, p. 103279. doi: 10.1016/j.rinp.2020.103279

21. Gerhard D. Integrated Ring Resonators: a Compendium. Germany, Springer, 2021, 490 p.

Information about the authors

Ilya A. Ryabcev, Postgraduate Student of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 10 scientific publications. Area of expertise: microwave photonics; nonlinear dynamics; bistability.

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

E-mail: ryabcev.ilya@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-8158-8827>

Alexander A. Ershov, Postgraduate Student of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 8 scientific publications. Area of expertise: microwave photonics; integrated optics.

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

E-mail: aaershov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-3600-4946>

Daniil R. Ryayknenen, 1st year Master Degree Student of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 4 scientific publications. Area of expertise: microwave photonics; nonlinear dynamics; bistability.

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

E-mail: dvrayayknenen@stud.etu.ru

Anton P. Burovikhin, Postgraduate Student of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 17 scientific publications. Area of expertise: multiferroics; pyroelectric current; electrocaloris.

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

E-mail: antonburovihin@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5147-0630>

Roman V. Haponchik, Postgraduate Student of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 10 scientific publications. 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. The author of 10 scientific publications. 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>

Andrey A. Stashkevich, Dr Sci. (Eng.) (1994), Emeritus Professor (2020) of Institute Galilee, Université Sorbonne Paris Nord, Laboratoire des Sciences des Procédés et des Matériaux (LSPM CNRS). The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: spintronics; magnonics; Brillouin spectroscopy; radiophotonics. Address: Université Sorbonne Paris Nord, 99, J. B. Clement ave., Villetaneuse 93430, France
E-mail: stachkevitch@univ-paris13.fr

Andrey A. Nikitin, Can. Sci. (Phys.-Math.) (2011), Docent (2015), Associate Professor of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: nonlinear dynamics; microwave photonics; spin wave electronics. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: aanikitin@etu.com
<https://orcid.org/0000-0002-4226-4341>

Alexey B. Ustinov, Dr Sci. (Phys.-Math.) (2012), Docent (2010), Associate Professor 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 ferro-magnetic 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
<https://orcid.org/0000-0002-7382-9210>

Модуль расчета массовых выбросов загрязняющих веществ, производимых потоками автотранспорта

Н. И. Куракина[✉], Р. А. Мышко

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

[✉] nikurakina@etu.ru

Аннотация

Введение. В современных условиях автомобильный транспорт становится основным источником загрязнения атмосферного воздуха в городах. Проблема оценки состояния воздуха и моделирования распространения загрязнений требует совершенствования используемых моделей и методов. В частности, в современных исследованиях обоснована необходимость учета содержания твердых частиц помимо составляющих выхлопных газов. Для оценки загрязнения воздуха в населенных пунктах требуется алгоритмическое и программное обеспечение, позволяющее осуществлять комплексную оценку с учетом максимального числа влияющих факторов.

Цель работы. Разработка алгоритма и программы расчета массовых выбросов загрязняющих веществ, производимых потоками автотранспорта, необходимых для дальнейшего моделирования загрязнения атмосферного воздуха в условиях городской среды.

Материалы и методы. Применен математический аппарат теории измерений, теории систем, статистического исследования зависимостей и математического моделирования.

Результаты. Исследованы методы учета характеристик городской дорожной сети для оценки уровней эмиссии загрязняющих веществ в атмосферный воздух. Рассмотрены существующие подходы к классификации автомобильных дорог, выделены существенные характеристики, оказывающие влияние на эмиссию загрязняющих веществ, среди которых конструктивные особенности дорог, характеристики трафика и особенности городской среды. Разработан алгоритм и программный модуль расчета массовых выбросов загрязняющих веществ, производимых потоками автотранспорта.

Заключение. Модуль расчета массовых выбросов загрязняющих веществ является составной частью комплексной системы моделирования загрязнения атмосферного воздуха жилых территорий мегаполисов автомобильным транспортом. Разработанный модуль может быть использован для экологического мониторинга, оценки и прогнозирования загрязнения воздуха, выявления проблемных зон и выработки организационных решений, направленных на улучшение экологической обстановки в населенных пунктах.

Ключевые слова: загрязнение воздуха, автотранспорт, массовые выбросы загрязняющих веществ, пространственная модель, геоинформационная система

Для цитирования: Куракина Н. И., Мышко Р. А. Модуль расчета массовых выбросов загрязняющих веществ, производимых потоками автотранспорта // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 6. С. 90–100. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-90-100

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 25.07.2022; принята к публикации после рецензирования 24.10.2022;
опубликована онлайн 29.12.2022

A Module for Calculating Pollutant Mass Emissions Produced by Traffic Flows

Natalia I. Kurakina✉, Roman A. Myshko

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ nikurakina@etu.ru

Abstract

Introduction. Road transportation is increasingly becoming the main source of air pollution in cities. The problem of assessing air quality and modeling the dispersion of pollutants in the atmosphere requires improved models and methods. In particular, modern literature justifies the need to estimate the presence of particulate matter in the atmosphere along with the components of exhaust gases. Air pollution in residential zones should be comprehensively assessed using algorithmic and software support, taking the main factors of pollution into account.

Aim. Development of an algorithm and its software implementation for calculating pollutant mass emissions released by traffic flows. The developed algorithm can be used for modeling the level of urban pollution.

Materials and methods. The approaches of measurement theory, systems theory, statistical analysis, and mathematical modeling were applied.

Results. The methods currently used for assessing the impact of urban road network characteristics on air pollution levels were analyzed. The existing approaches to road classification were considered. Significant characteristics affecting pollutant emissions were identified, including those related to road construction, traffic flows, and urban environment. An algorithm and a software module for calculating pollutant mass emissions released by traffic flows were developed.

Conclusion. The developed module for calculating pollutant mass emissions released by traffic flows comprises an integral part of a system for modeling atmospheric air pollution in urban residential areas. The developed software can be used in environmental monitoring, assessment, and forecasting of air pollution to identify areas of concern and implement effective managerial solutions.

Keywords: air pollution, vehicles, pollutant mass emissions, spatial model, geoinformation system

For citation: Kurakina N. I., Myshko R. A. A Module for Calculating Pollutant Mass Emissions Produced by Traffic Flows. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 6, pp. 90–100. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-90-100

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

Submitted 25.07.2022; accepted 24.10.2022; published online 29.12.2022

Введение. Современные темпы развития экономики влекут за собой постоянное увеличение количества как производственных мощностей, так и объектов инфраструктуры и транспорта. Подобные изменения способствуют ухудшению экологической обстановки. В частности, загрязнение атмосферного воздуха – одна из самых важных проблем современности.

При расчете уровней загрязнения, как правило, используются усредненные показатели, в некоторых случаях не отражающие действительных разовых уровней концентрации, которые могут достигаться при неблагоприятных метеорологических условиях. Единственным действенным методом оценки фактических уровней концентрации загрязняющих веществ остается взятие проб воздуха в населенных пунктах с последующим лабораторным исследованием образцов. Этот подход является дорогим и не может применяться повсеместно ввиду ограниченного числа постов экологического мониторинга.

Развитие инфраструктуры, а в частности дорожно-автомобильного комплекса, обусловлено увеличением численности автотранспорта, а также скорости передвижения и объемов перевозимых грузов. В особенности для крупных городов, таких как Москва или Санкт-Петербург, доля выбросов в атмосферу от автомобильного транспорта соизмерима с выбросами предприятий. Задача минимизации влияния выбросов от автотранспорта на здоровье людей является приоритетной, поскольку в та-

ких городах наблюдается тенденция переноса промышленных предприятий за черту города. При этом автомобильный транспорт становится основным источником загрязнения. Например, вклад выбросов от автомобильного транспорта в суммарные выбросы загрязняющих веществ по Санкт-Петербургу изменялся от 73 % в 2008 г. почти до 85 % в 2017 г., что связано с увеличением количества автотранспортных средств, особенно легковых автомобилей [1]. По данным отчета об экологической ситуации [2] более чем в 40 городах России отмечено превышение предельно допустимой концентрации (ПДК) по среднегодовым концентрациям взвешенных веществ, бенз(а)пирена, формальдегида, диоксида азота.

Задачи оценки распространения загрязнений с моделированием разовых концентраций, в особенности от объектов транспортной инфраструктуры, требуют наличия алгоритмического и программного обеспечения, работающего в связке с геоинформационными системами, что позволило бы автоматизировать задачу оценки состояния атмосферного воздуха в жилых зонах и наглядно отобразить сложившуюся ситуацию на карте. Для решения задачи моделирования рассеяния примесей в атмосферном воздухе применяются различные группы математических и эмпирических моделей [3] в зависимости от решаемой задачи. В данном исследовании применяется методика, основанная на численном решении уравнений турбулентной диффузии. Однако для моделирования разовых концентраций необходимо вне зависимости от применяемой модели определить массовые выбросы загрязняющих веществ, производимые потоками автотранспорта.

Целью данной статьи является разработка модуля расчета массовых выбросов загрязняющих веществ, производимых потоками автотранспорта, необходимого для дальнейшего моделирования загрязнения атмосферного воздуха в условиях городской среды, выявления проблемных зон и выработки организационных решений, направленных на улучшение экологической обстановки в населенных пунктах.

Методы. Как правило, при оценке уровней загрязнения воздуха автомобильным транспортом в первую очередь рассматриваются загряз-

няющие вещества, производимые в результате сгорания топлива в двигателях внутреннего сгорания. В состав топлива входят в основном углеводороды, кислород, сера, азот и минеральные примеси. Основными продуктами сгорания автомобильного топлива являются углекислый газ и диоксид серы. Однако загрязнение окружающей среды в зоне интенсивного автомобильного движения происходит еще и за счет эксплуатационного износа дорожно-автомобильного комплекса (протекторов шин, тормозной системы и дорожного покрытия). Эксплуатационный износ является причиной образования твердых частиц [4]. Таким образом, к загрязняющим веществам, поступающим в атмосферу от автомобильного транспорта, относятся твердые частицы (ТЧ), озон, диоксид азота (NO_2) и диоксид серы (SO_2).

Чтобы однозначно охарактеризовать влияние дорожно-автомобильного комплекса на состояние атмосферного воздуха, необходимо определить перечень влияющих факторов. В данном случае задача заключается в том, чтобы определить взаимосвязь между источниками воздействия и характеристиками эмиссии загрязняющих веществ, которые служат исходными данными для моделирования.

Факторы, влияющие на загрязнение атмосферного воздуха автомобильным транспортом. Рассматриваемый объект, являющийся источником воздействия, – автомобильная дорога. Условно факторы, потенциально влияющие на эмиссию загрязняющих веществ, подразделяются на три группы:

1. Конструктивные особенности дороги.
2. Характеристики трафика.
3. Характеристики окружающей среды.

Конструктивные особенности дороги. В ходе работы были изучены основные подходы к классификации автомобильных дорог, предлагаемые нормативными документами. В соответствии со статьей 5 Федерального закона об автомобильных дорогах и дорожной деятельности в Российской Федерации [5] автомобильные дороги в зависимости от вида разрешенного использования в России подразделяются на дороги общего и необщего пользования. Преобладающим классом являются дороги общего пользования, также данный тип характеризуется боль-

шей интенсивностью трафика и представляет больший интерес с точки зрения влияния на загрязнение воздуха городских территорий, поэтому в исследовании рассматриваются только дороги общего пользования.

Классификация автомобильных дорог K_i и их отнесение к категориям автомобильных дорог (первой, второй, третьей, четвертой, пятой) осуществляются в зависимости от транспортно-эксплуатационных характеристик и потребительских свойств автомобильных дорог в порядке, установленном Правительством Российской Федерации [6]. Выделяют следующие категории автомобильных дорог:

$$K_i = \{IA, IB, IB, II, III, IV, V\},$$

где IA – автомагистрали; IB – скоростные дороги; IB–V – обычные автомобильные дороги.

Разделение на категории с точки зрения конструктивных особенностей дороги, влияющих на загрязнение, достаточно полно характеризует особенности, включая в себя параметры поперечного сечения: ширину полос и обочины, число полос. Важнейшим фактором, учитываемым категоризацией и в то же время определяющим тип пересечения с другими дорогами, режим доступа и скоростной режим движения, является подразделение дорог на автомагистрали, скоростные и обычные дороги.

Помимо указания категории к группе конструктивных особенностей можно отнести тип дорожной одежды C :

$$C_i = \{A, B, C\},$$

где A – капитальное покрытие; B – облегченное покрытие; C – переходное покрытие.

Также к конструктивным особенностям дороги относятся такие параметры, как высота поднятия дороги над уровнем земли (H), наличие защитного экрана (Z).

Приведенные факторы не используются непосредственно при расчете массовых выбросов загрязняющих веществ, однако применяются при формировании базы данных для расчета: категория дороги определяет скоростной режим и способ пересечения дорог (например, на автомагистралях нет пересечений дорог в одном уровне и железнодорожных переездов,

следовательно, на перегонах, относящихся к данной категории, нет необходимости учитывать воздействие автотранспорта, стоящего на регулируемом перекрестке).

С учетом категории автодороги и пространственных данных дорожной сети формируется вектор параметров дорожных перегонов:

$$R_i = \{K, L, H, v, N, S_{\Pi}, S_o, S_p, C, Z\},$$

где L – протяжённость дороги; v – средняя скорость движения; N – число полос движения; S_{Π} – ширина полосы; S_o – ширина обочины; S_p – ширина разделительной полосы (при отсутствии 0).

Характеристики трафика. Вторая группа факторов характеризует трафик. В соответствии с [7] учет интенсивности трафика (количество транспортных средств (ТС), проходящих через поперечное сечение автомобильной дороги в единицу времени) осуществляется либо с применением непосредственного подсчета, либо автоматизированным методом.

Для решения задачи определения характеристик трафика интерес представляют состав потока – перечень типов транспортных средств в потоке и интенсивность движения для каждого типа (количество транспортных средств).

Выделяются следующие категории ТС:

I – легковые (Л);

II – автофургоны и микроавтобусы до 3.5 т (АМ);

III – грузовые от 3.5 до 12 т ($G \leq 12$);

IV – грузовые свыше 12 т ($G > 12$);

V – автобусы свыше 3.5 т ($A > 3.5$).

Статистические исследования, как правило, используют среднегодовую суточную интенсивность движения, однако для определения разовых концентраций больший интерес представляет пиковая интенсивность за временной интервал 20 мин. Также к исследуемым параметрам, характеризующим трафик, относятся средняя скорость движения на участке и характеристики светофорного регулирования (при наличии регулируемого перекрестка) – длительность действия запрещающего сигнала светофора и число циклов его работы за рассматриваемый временной промежуток, а также число транспортных средств каждой категории,

останавливающихся на перекрестке. В зависимости от полноты и характера статистических данных может учитываться среднесуточная, пиковая, среднегодовая интенсивность движения, в том числе приведенная к легковому автомобилю (коэффициенты приведения заданы ГОСТ [7]). В данном исследовании осуществляется учет пиковой интенсивности движения в расчете за 20 мин:

$$G_i = \{G_{cc1}^A \dots G_{cck}^A, G_{cc1}^B \dots G_{cck}^B\},$$

где G_{cc} – соответственно, пиковые интенсивности движения за временной интервал 20 мин; A, B – в прямом и обратном направлениях соответственно; $1 \dots k$ – типы транспортных средств.

Дополнительные характеристики при наличии на перегоне регулируемого перекрестка:

$$P_i = \{G_{cn1}^A \dots G_{cnk}^A, G_{cn1}^B \dots G_{cnk}^B, P_{\Pi}, N_{\Pi}\},$$

где $\{G_{cn1}^A \dots G_{cnk}^A, G_{cn1}^B \dots G_{cnk}^B\}$ – соответственно, числа остановок транспортных средств за временной интервал 20 мин в прямом и обратном направлениях для различных типов транспортных средств; P_{Π} – длительность действия запрещающего сигнала за период (20 мин); N_{Π} – количество циклов действия запрещающего сигнала за период (20 мин).

Таким образом, вектор параметров для расчета массовых выбросов дополняется данными, характеризующими трафик, и приобретает следующий вид:

$$R_i = \left\{ K, L, H, v, N, S_{\Pi}, S_o, S_p, C, Z, G_{cc1}^A \dots G_{cck}^A, G_{cc1}^B \dots G_{cck}^B, G_{cn1}^A \dots G_{cnk}^A, G_{cn1}^B \dots G_{cnk}^B, P_{\Pi}, N_{\Pi} \right\}. \quad (1)$$

Данный набор параметров для каждой дороги позволяет рассчитать массовый выброс загрязняющих веществ.

Характеристики окружающей среды также оказывают влияние на эмиссию загрязняющих веществ. К ним относятся параметры объектов городской среды, такие как близость и высота застройки, наличие зеленых насаждений, данные фоновых загрязнений, а также социально-экономические характеристики городских территорий. Данные характеристики влияют на распространение загрязнений или требуют уче-

та при оценке предельно допустимых концентраций загрязняющих веществ, но не связаны с их эмиссией и в то же время не обязательно могут коррелировать с методикой разбиения дороги на перегоны, поэтому учитываются уже дополнительно в процессе моделирования.

Определение уровня эмиссии загрязняющего вещества на перегоне. Поскольку характеристики интенсивности движения среди указанных групп факторов оказывают наибольшее влияние на эмиссию загрязняющих веществ (ЗВ), для расчета величин массовых выбросов целесообразно использовать структуру деления дорожной сети на перегоны.

Пергоны представляют собой участки дороги, на протяжении которых интенсивность движения и состав транспортного потока претерпевают изменения не более 15 % по любому из показателей. Также процесс разделения дороги на перегоны учитывает пересечения с другими дорогами, железнодорожные переезды и пешеходные переходы. Совокупность транспортных средств, одновременно участвующих в движении по перегону в одном направлении, определяется как транспортный поток.

Деление на перегоны позволяет избежать необходимости применения сложного математического аппарата и получить данные для применения полуэмпирических методик моделирования рассеяния, применяемых в соответствии с нормативными документами для определения максимально возможных уровней загрязнения в городах.

Пример разбиения дорожной сети на перегоны представлен на рис. 1: 1 – пересечение или примыкание автомагистралей в разных уровнях; 2 – пересечение или примыкание обычных дорог в одном уровне; 3 – мост или тоннель; 4 – пересечение с железнодорожными путями.

Критериями разделения дорожной сети на перегоны является значительное изменение интенсивности или скорости движения, в первую очередь границами перегонов являются регулируемые перекрестки, пересечения железнодорожных путей и пешеходные переходы.

Совокупность конструктивных особенностей и характеристик трафика является входным набором данных для определения массо-

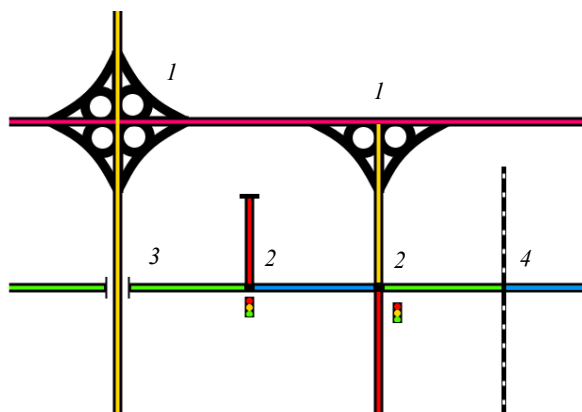


Рис. 1. Разбиение дорожной сети на перегоны

Fig. 1. Partitioning the road network into sections

вых уровней эмиссии ЗВ от каждого перегона. Процедура расчета указанных данных регулируется ГОСТ Р 56162–2019 [8]. Категория дороги включает характеристики конструктивных особенностей дороги и скоростного режима. При этом характеристики скоростного режима являются интервальными и могут отличаться для конкретных случаев. Для расчета массовых выбросов загрязняющих веществ существенными среди указанных характеристик являются средняя скорость движения и протяженность перегона. В качестве примера источника данных мониторинга интенсивности движения рассмотрены результаты измерений датчиков автоматизированного учета трафика на элементах дорожной сети Санкт-Петербурга, проводимых Центром транспортного планирования. В отношении характеристик трафика мониторинг интенсивности движения ведется одновременно в обоих направлениях движения и данные содержат фактическую общую интенсивность движения через поперечное сечение дороги. При этом соотношение интенсивностей в обоих направлениях для перегона принимается равным и вместо характеристик $G_{cc1}^A \dots G_{cck}^A, G_{cc1}^B \dots G_{cck}^B$ вводится общая характеристика $G_{cc1} \dots G_{cck}$. Аналогичным образом и для числа остановок автомобилей при запрещающем сигнале светофора вместо характеристик $G_{cn1}^A \dots G_{cnk}^A, G_{cn1}^B \dots G_{cnk}^B$ вводится общая характеристика $G_{cn1} \dots G_{cnk}$. Данные, характеризующие особенности трафика для разных направлений, являются избыточными в контексте решаемой задачи – моделирования призем-

ных концентраций, поскольку учет суммарного трафика в обоих направлениях позволяет точно оценить величину массового выброса ЗВ для перегона.

Таким образом, методом исключения избыточных параметров (1) сформирован следующий упрощенный вектор параметров, минимально достаточный для расчета массовых выбросов ЗВ для данного перегона:

$$R_i = \{L, v, G_{cc1} \dots G_{cck}, G_{cn1} \dots G_{cnk}, P_{\Pi}, N_{\Pi}\}. \quad (2)$$

Массовый выброс i -го вещества за 20-минутный интервал времени для перегона определяется следующим образом:

$$M_i = M_{\Pi i} + M_{L_i},$$

где M_{L_i} – выброс i -го ЗВ [г/с] движущимся автотранспортным потоком на автодороге (или ее участке) фиксированной протяженности L [км], определяемый по формуле

$$M_{L_i} = \frac{1}{1200} \sum_{k=1}^k M_{ki}^L G_{cck} r_{v_{kj}}, \quad (3)$$

где M_{ki}^L – удельный пробеговой выброс i -го вредного вещества автомобилями k -й категории [г/км], определяемый по таблице, приведенной в ГОСТ [8]; $r_{v_{kj}}$ – поправочный коэффициент, учитывающий среднюю скорость движения транспортного потока (v_{ki} , км/ч) на выбранной автодороге (или ее участке), определяемый по таблице, приведенной в ГОСТ [8]; $M_{\Pi i}$ – выброс i -го ЗВ автомобилями по конкретному направлению движения в районе перекрестка при запрещающих сигналах светофора за 20-минутный период дополнительного обследования, определяемый по формуле

$$M_{\Pi i} = \frac{P_{\Pi}}{60} \sum_{x=1}^{N_{\Pi}} \sum_{k=1}^x (M_{\Pi ki} G_{cnk}), \quad (4)$$

где $M_{\Pi ki}$ – удельный выброс i -го ЗВ автомобилями k -й категории [г/мин], находящихся в "очереди" у запрещающего сигнала светофора. Значения $M_{\Pi ki}$ определяются по таблице, приведенной в ГОСТ [8], в которой приведены усредненные значения удельных выбросов

[г/мин], учитывающие режимы работы двигателей в районе перекрестка (принудительное торможение, холостой ход, разгон), а значения $P_{ц}$, $N_{ц}$, G_{cnk} – по результатам натурных обследований.

Расчеты выбросов выполняются для следующих ЗВ, поступающих в атмосферу с отработавшими газами автомобилей:

- оксид углерода (CO);
- оксиды азота NO_x (в пересчете на диоксид азота);
- углеводороды (CH);
- сажа;
- диоксид серы (SO_2);
- формальдегид;
- бенз(а)пирен.

После расчета величин выбросов загрязняющих веществ для каждого перегона формируется вектор массовых величин выбросов:

$$M_i = \{M_1 \dots M_n\},$$

где M_i – массовый выброс i -го ЗВ от данного перегона.

Недостатком нормативной методики по расчету массовых величин выбросов потоками автотранспорта является отсутствие учета эмиссии взвешенных частиц, для них не определены удельные массовые выбросы, поскольку процесс образования пыли в значительной степени связан с климатическими параметрами, видом дорожного покрытия и его состоянием. Этот недостаток предполагается нивелировать путем применения дополнительных методик расчета уровней эмиссии твердых частиц на этапе моделирования величин приземной концентрации.

Алгоритм расчета массовых величин выбросов загрязняющих веществ используется для обработки данных учета интенсивности движения, сформированных в соответствии с упрощенной структурой (2), при которой для каждого перегона задается суммарная интенсивность движения в обоих направлениях.

Обобщенный алгоритм расчета массовых выбросов представлен на рис. 2.

Расчет массовых величин выполняется в следующем порядке:

1. Осуществляется ввод исходных данных для дорожных перегонов в соответствии со структурой (2).

2. Инициализируются параметры расчета, включающие удельные величины выбросов ЗВ движущегося и неподвижного транспорта по категориям и поправочные коэффициенты, учитывающие среднюю скорость движения транспортного потока.

3. Для каждого исследуемого ЗВ рассчитывается массовый выброс движущимся транспортом каждой категории по (3) с использованием соответствующих параметров расчета.

4. При наличии в структуре входных данных характеристик светофорного регулирования (определяется параметром "время действия запрещающего сигнала"; для перегонов, не включающих регулируемый перекресток, эта величина равна нулю) для каждого исследуемого ЗВ выполняется расчет массового выброса неподвижным транспортом каждой катего-



Рис. 2. Обобщенный алгоритм расчета массовых выбросов

Fig. 2. Pollutant mass emissions calculation generalized algorithm

рии по (4) с использованием соответствующих параметров расчета.

5. Для каждого загрязняющего вещества выполняется суммирование массовых величин выбросов движущимся и неподвижным транспортом.

6. Формируется вектор результирующих значений суммарных массовых выбросов и сохраняется в табличном виде для дальнейшего использования при моделировании концентраций ЗВ.

Таким образом, в зависимости от категории дороги и имеющихся данных об интенсивности движения формируются значения массовых выбросов ЗВ. Данная задача выполняется модулем расчета массовых выбросов загрязняющих веществ, производимых потоками автотранспорта, реализованным в среде программирования LabVIEW. Применяемая среда визуального программирования LabVIEW предоставляет широкий функционал, позволяющий осуществлять обработку данных различных форматов [9].

Результаты. Модуль расчета массовых выбросов загрязняющих веществ, производимых потоками автотранспорта, представляет собой виртуальный инструмент LabVIEW.

Входными данными модуля являются данные учета интенсивности дорожного движения. Выходными данными являются значения массовых выбросов загрязняющих веществ потоками транспорта, использующиеся наряду с параметрами окружающей среды, пространственными данными жилой застройки, фоновыми концентрациями и климатическими параметрами, в качестве входных данных для модели рассеяния и построения поля приземной концентрации ЗВ в среде ArcGIS [10]. В основе алгоритма расчета приземных концентраций загрязняющих веществ лежит методика, разработанная специалистами ГГО им. А. И. Воейкова [11], базирующаяся на решении уравнений турбулентной диффузии в сочетании с полуэмпирическими выражениями, разработка которых была направлена на более удобное применение для оценки уровней загрязнения жилых территорий. Программная реализация алгоритма расчета поля рассеяния ЗВ от точечного источника была выполнена в рамках разработки инструментов для моделирования загрязнения

промышленными объектами [12, 13]. Моделирование рассеяния от протяженных источников осуществляется схожим образом с применением численного интегрирования [14].

Входные данные формируются в универсальном формате Delimited Spreadsheet [15], позволяющем осуществлять импорт и экспорт данных из базы геоданных. Чтение файла с входными данными выполняется с помощью инструмента Read Delimited Spreadsheet, компонент File Path позволяет пользователю задать путь к файлу. Ввод параметров расчета, просмотр выходных данных осуществляются с помощью компонентов Table. Данные, извлекаемые из файла, имеют формат двумерного строкового массива, для доступа к его отдельным элементам используются структуры из инструментов Array Subset и Index Array. Конвертация из строкового формата в числовой с плавающей точкой осуществляется инструментом Fract/Exp String To Number.

Вычисление массовых величин выбросов выполняется в соответствии с приведенным ранее алгоритмом с применением стандартных математических операторов и циклов For Loop. Результирующие данные конвертируются обратно в строковый формат с применением инструмента Number To Fractional String. Комбинацией инструментов Insert Into Array формируется структура выходных данных, аналогичным образом с помощью инструмента Write Delimited Spreadsheet осуществляется запись выходных данных в файл. Функция отображения данных на диаграмме реализована с применением средства отображения XY Graph. Непрерывная работа программы обеспечивается с помощью цикла While loop и Event-структуры. Расчетный модуль позволяет контролировать правильность выполнения расчетов массовых выбросов и вручную корректировать параметры расчета. Вид пользовательского интерфейса представлен на рис. 3.

В левой части экрана расположены таблицы, позволяющие контролировать параметры расчета. В верхней части отображаются загруженные входные данные перегонов, справа отображаются результирующие величины массовых выбросов (отдельно для движущегося, неподвижного транспорта и суммарные вели-

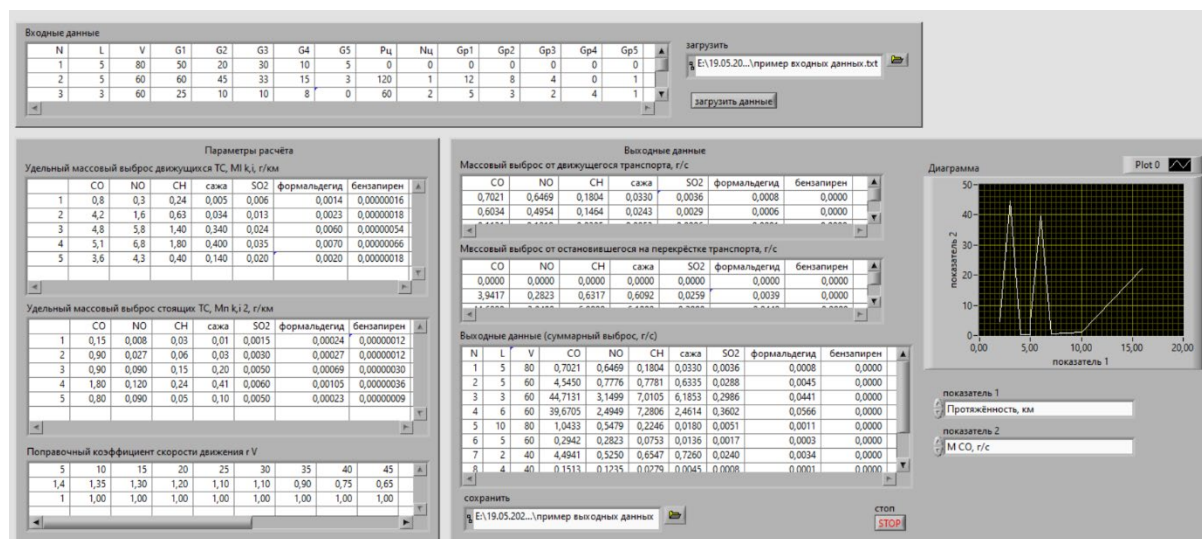


Рис. 3. Пользовательский интерфейс разработанного модуля расчета

Fig. 3. The user interface of the developed module

чины). Встроенный инструмент построения диаграмм позволяет отобразить зависимость компонента выходных данных (массового выброса ЗВ) от одного из параметров входных данных (протяженности дороги, интенсивности движения данной категории ТС и т. д.).

Заключение. В ходе работы исследованы методы учета характеристик городской дорожной сети для оценки уровней эмиссии загрязняющих веществ в атмосферный воздух. Рассмотрены существующие подходы к классификации автомобильных дорог, предложенные в нормативных документах, выделены существенные характеристики, оказывающие влияние на эмиссию ЗВ, среди которых конструктивные особенности дорог, характеристики

трафика и особенности городской среды. Разработан алгоритм и программный модуль расчета массовых выбросов загрязняющих веществ, производимых потоками автотранспорта. Модуль расчета является составной частью комплексной системы моделирования загрязнения атмосферного воздуха жилых территорий мегаполисов автомобильным транспортом. Применение разработанного модуля может быть использовано для экологического мониторинга, оценки и прогнозирования загрязнения воздуха, выявления проблемных зон и выработки организационных решений, направленных на улучшение экологической обстановки в населенных пунктах.

Список литературы

1. Доклад об экологической ситуации в Санкт-Петербурге в 2018 году / под ред. И. А. Серебрицкого. СПб.: Сезам-принт, 2019. 264 с.
2. Государственный доклад "О состоянии и об охране окружающей среды Российской Федерации в 2019 году" / Минприроды России. М., 2020. 1846 с.
3. Мониторинг качества атмосферного воздуха для оценки воздействия на здоровье человека // Региональные публикации ВОЗ. Европейская сер. 2001. № 85. 293 с.
4. Леванчук А. В. Совершенствование системы социально-гигиенического мониторинга на территории с развитым автомобильно-дорожным комплексом // Общественное здоровье и здравоохранение. 2014. № 4. С. 78–82.
5. Классификация и категория автомобильных дорог. URL: <https://rosavtodor.gov.ru/about/upravlenie-fda/upravlenie-zemelno-imushchestvennykh-otnosheniy/edinyy-gosudarstvennyy-reestr-avtomobilnykh-dorog/14694> (дата обращения 23.11.2022).
6. Техническая классификация автомобильных дорог общего пользования. URL: <https://files.stroyinf.ru/Data2/1/4293850/4293850016> (дата обращения 23.11.2022).
7. Методические рекомендации по учету движения транспортных средств на автомобильных дорогах. М.: Информавтодор, 2013. 27 с.
8. Методика определения выбросов автотранспорта для проведения сводных расчетов загрязнения атмосферы городов. М.: Интеграл, 1999. 15 с.

9. What is LabVIEW? Graphical Programming for Test & Measurement // NI. URL: <https://www.ni.com/ru-ru/shop/labview.html> (дата обращения 03.08.2022)

10. About ArcGIS. Mapping & Analytics Software and Services // Esri. URL: <https://www.esri.com/en-us/arcgis/about-arcgis/overview> (дата обращения 03.08.2022)

11. Методы расчетов рассеивания выбросов вредных (загрязняющих) веществ в атмосферном воздухе // Электронный фонд правовых и нормативно-технических документов. URL: <https://docs.cntd.ru/document/456074826> (дата обращения 23.11.2022).

12. Куракина Н. И., Мышко Р. А. Моделирование загрязнения атмосферного воздуха промышленными объектами в технологии геоинформационных систем // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2021. № 5. С. 21–27.

13. Myshko R. A., Kurakina N. I. GIS for assessment and modeling air pollution by industrial facilities // IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering. SPb.: ETU, 2021. P. 1789–1802. doi: 10.1109/ElConRus51938.2021.9396270

14. Myshko R. A., Kurakina N. I. GIS for assessing road transport complex impact on urban air pollution // IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering. SPb.: ETU, 2021. P. 1545–1548. doi: 10.1109/ElConRus54750.2022.9755515

15. Read Delimited Spreadsheet VI. National Instruments // NI. 03.11.2022. URL: https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/labview/page/glang/read_delimited_spreadsheet.html (дата обращения 03.08.2022)

Информация об авторах

Куракина Наталия Игоревна – кандидат технических наук (2001), доцент (2002), доцент кафедры информационно-измерительных систем и технологий, директор УНЦ "ГИС технологии" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 180 научных работ. Сфера научных интересов – комплексная оценка; мониторинг; анализ и управление объектами на ГИС-основе.

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

E-mail: NIKurakina@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1827-5259>

Мышко Роман Андреевич – аспирант кафедры информационно-измерительных систем и технологий Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – алгоритмическое и программное обеспечение ГИС-систем.

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

E-mail: romanmyshko@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-5657-1126>

References

1. *Doklad ob ekologicheskoi situatsii v Sankt-Peterburge v 2018 godu* [Saint Petersburg ecological situation report of 2018 year]. Ed. by I. A. Serebrikskii. SPb., Sezam-print, 2019, 264 p. (In Russ.)

2. Ministry of Natural Resources of Russia. *Gosudarstvennyi doklad o sostoyanii i ob okhrane okruzhayushchei sredy Rossiiskoi Federatsii v 2019 godu* [State report on the environment state and protection of Russian Federation of 2019]. Moscow, 2020, 1846 p. (In Russ.)

3. Air quality monitoring for human health impact assessment. WHO regional publications. European Series. 2001, no. 85, 293 p. (In Russ.)

4. Levanchuk A. V. System development of social-hygienic monitoring in the territory with developed automobile-road complex. Public Health and Health Care. 2014, no. 4, pp. 78–82. (In Russ.)

5. *Klassifikatsiya i kategoriya avtomobil'nyh dorog. Federal'noe dorozhnoe agentstvo Rosavtodor* [Classification and category of highways. Federal Road Agency Rosavtodor]. Available at: <https://rosavtodor.gov.ru/about/>

<https://rosavtodor.gov.ru/about/> upravlenie-fda/upravlenie-zemelno-imushchestvennykh-otnosheniy/edinyy-gosudarstvennyy-reestr-avtomobilnykh-dorog/14694 (accessed 23.11.2022) (In Russ.)

6. Technical classification of public roads. Library of normative documentation. Available at: <https://files.stroyinf.ru/Data2/1/4293850/4293850016> (accessed 23.11.2022) (In Russ.)

7. *Metodicheskie rekomendatsii po uchetu dvizheniya transportnyh sredstv na avtomobil'nyh dorogah*. [Methodological recommendations for accounting for the movement of vehicles on highways]. Moscow, Informautodor, 2013. 27 p. (In Russ.)

8. *Metodika opredeleniya vybrosov avtotransporta dlja provedeniya svodnyh raschetov zagryazneniya atmosfery gorodov*. [Methodology for Determining Vehicle Emissions for Conducting Summary Calculations of Urban Air Pollution]. Moscow, Integral, 1999. 15 p. (In Russ.)

9. What is LabVIEW? Graphical Programming for Test & Measurement. NI. Available at: <https://www.ni.com/ru-ru/shop/labview.html> (accessed 03.08.2022)

10. About ArcGIS. Mapping & Analytics Software and Services. Asri. Available at: <https://www.esri.com/en-us/arcgis/about-arcgis/overview> (accessed 03.08.2022)

11. Methods for Calculating the Dispersion of Emissions of Harmful (Polluting) Substances in the Atmospheric Air. Available at: <https://docs.cntd.ru/document/456074826> (accessed 23.11.2022) (In Russ.)

12. Kurakina N. I., Myshko R. A. Atmospheric Air Pollution Modeling by Industrial Facilities in the Technology of Geoinformation Systems. *Izv. SPbGETU "LETI"*. 2021, no. 5, pp. 21–27. (In Russ.)

13. Myshko R. A., Kurakina N. I. GIS for Assessment and Modeling Air Pollution by Industrial Facilities.

IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering. SPb., ETU, 2021, pp. 1789–1802. doi: 10.1109/ElConRus51938.2021.9396270

14. Myshko R. A., Kurakina N. I. GIS for Assessing Road Transport Complex Impact on Urban Air Pollution. IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering. SPb., ETU, 2021, pp. 1545–1548. doi: 10.1109/ElConRus54750.2022.9755515

15. Read Delimited Spreadsheet VI. National Instruments. Available at: https://www.ni.com/docs/en-US/bundle/labview/page/glang/read_delimited_spreadsheet.html (accessed 03.08.2022)

Information about the authors

Natalia I. Kurakina, Cand. Sci. (Eng.) (2001), Associate Professor (2002), Associate Professor at the Department of Information and Measurement Systems and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 180 scientific publications. Area of expertise: complex assessment, monitoring, analysis and object management on the GIS basis.

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

E-mail: NIKurakina@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1827-5259>

Roman A. Myshko, Postgraduate at the Department of Information and Measurement Systems and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 15 scientific publications. Area of expertise: algorithmic and software support of GIS-systems.

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

E-mail: romannyshko@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-5657-1126>

Скоростные погрешности инерциального метода выявления коротких неровностей рельсов

А. В. Большакова[✉], А. М. Боронахин, Д. Ю. Ларионов,
Л. Н. Подгорная, А. Н. Ткаченко, Р. В. Шалымов, Э. Д. Чуряев

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

[✉] avbolshakova@etu.ru

Аннотация

Введение. Для работы системы измерения и расчета коротких и импульсных неровностей на поверхности катания рельсовых нитей необходимо определять длину сигнала, соответствующую прохождению расстояний (нормативная максимальная длина дефекта и расстояние между колесными парами тележки вагона). При записи сигнала от времени из-за влияния скорости длина сигнала, соответствующая этим неизменным в пространственном отношении расстояниям, будет различаться.

Цель работы. Разработка алгоритма поиска дефектов поверхности катания рельса по показаниям акселерометров, установленных на буксовых узлах тележки вагона, при их неэквилидистантной пространственной записи.

Материалы и методы. Рассматриваются данные, полученные в результате проезда вагона-лаборатории с установленной на нем системой измерения и расчета коротких и импульсных неровностей на поверхности катания рельсовых нитей. Поиск и определение параметров неровности поверхности катания рельса осуществляются инерциальным методом. Для разработки алгоритма использовались методы нормировки, корреляционный анализ.

Результаты. Разработан алгоритм поиска дефектов поверхности катания рельсовых нитей инерциальным методом с учетом пространственной неэквилидистантности сигнала. Внедренный в алгоритм корреляционный анализ позволил скомпенсировать скоростную погрешность определения дефекта. В рассмотренном в статье примере относительная погрешность равна 0.4 %. Компенсация скоростной погрешности в разы снижает вероятность возникновения ошибки первого рода в определении дефекта.

Заключение. Разработанный алгоритм позволяет учесть скоростные погрешности при инерциальном методе выявления коротких неровностей. Использование корреляционного анализа снижает вероятность ошибки первого рода при поиске дефектов поверхности катания рельса.

Ключевые слова: диагностика рельсового пути, инерциальные датчики, корреляционный анализ, неэквилидистантная пространственная запись, дефект, скорость, скоростная погрешность

Для цитирования: Скоростные погрешности инерциального метода выявления коротких неровностей рельсов / А. В. Большакова, А. М. Боронахин, Д. Ю. Ларионов, Л. Н. Подгорная, А. Н. Ткаченко, Р. В. Шалымов, Э. Д. Чуряев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 6. С. 101–110. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-101-110

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Результаты исследований, представленные в статье, получены при выполнении инициативной НИОКР «Управление движением и повышение энергоэффективности транспортных средств (НП/ПОПР-14)» (регистрационный номер: 122022200139-6), которая реализуется в рамках программы стратегического академического лидерства «Приоритет-2030» в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина).

Статья поступила в редакцию 13.10.2022; принята к публикации после рецензирования 14.11.2022; опубликована онлайн 29.12.2022

Velocity Errors Associated with Application of Inertial Methods for Detecting Rail Surface Short-Wavelength Irregularities

A. V. Bolshakova[✉], A. M. Boronahin, D. Yu. Larionov, L. N. Podgornaya,
A. N. Tkachenko, R. V. Shalymov, E. D. Churyaev

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

[✉] avbolshakova@etu.ru

Abstract

Introduction. Efficient operation of a system for measuring rail surface short-wavelength irregularities depends on evaluation of the signal length with respect to travelled distances, i.e., the standard maximum defect length and the distance between the wheels of a car bogie. When recording an accelerometer signal with respect to time due to the effect of velocity, the signal length corresponding to these spatially constant distances will vary.

Aim. Development of an algorithm for determining rail running surface defects using the data obtained by accelerometers mounted on the axle boxes of a car bogie under their not equidistant spatial record.

Materials and methods. The data obtained when passing a laboratory car equipped with a system for measuring short-wavelength irregularities was used. The search and determination of irregularity parameters was carried out by an inertial method. The methods of normalization and correlation analysis were used.

Results. An algorithm for determining rail running surface defects based on an inertial method was developed, considering the spatial non-equidistance of the signal. The implemented correlation analysis allows compensation of high-velocity errors when determining the defects. In the considered example, the relative error equaled 0.4 %. Compensation of velocity errors reduces the probability of type I errors in defect determination.

Conclusion. The developed algorithm considers velocity errors associated with the application of inertial methods for detecting short-wavelength irregularities. The implementation of correlation analysis reduces the probability of type I errors when determining rail running surface defects.

Keywords: rail diagnostics, inertial sensors, correlation analysis, non-equidistant spatial record, defect, velocity, velocity error

For citation: Bolshakova A. V., Boronahin A. M., Larionov D. Yu., Podgornaya L. N., Tkachenko A. N., Shalymov R. V., Churyaev E. D. Velocity Errors Associated with Application of Inertial Methods for Detecting Rail Surface Short-Wavelength Irregularities. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 6, pp. 101–110. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6-101-110

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

Acknowledgements. The research results presented in the article were obtained during the implementation of the initiative R&D "Motion Control and Energy Efficiency Improvement of Vehicles (NP/POPR-14)" (Registration number: 122022200139-6), which is part of the strategic academic leadership program "Priority-2030" in the ETU "LETI".

Submitted 13.10.2022; accepted 14.11.2022; published online 29.12.2022

Введение. Транспортная безопасность – одна из актуальных проблем современной России и мира в целом. В частности, для железнодорожного транспорта в обеспечение безопасности перевозок входит контроль состояния железнодорожного полотна. Специальными средствами измеряются как геометрические параметры пути (такие как ширина колеи, положение рельсовых нитей по уровню, просадки рельсовых нитей, положение пути в плане), так и дефекты поверхности катания рельсов (выкрашивания, смятия, рифлы и др.).

Для диагностики дефектов рельсового пути используются как ручные методы, так и специализированные вагоны-лаборатории [1–7]. Основными недостатками обоих методов являются необходимость изменения трафика на контролируемом участке и, как следствие, низкая частота измерений в течение года. Ликвидировать перечисленные недостатки можно, оснащая регулярно-курсирующие поезда встраиваемыми средствами диагностики. Примером такой системы может служить система измерения и расчета коротких и импульсных неров-

ностей на поверхности катания рельсовых нитей (КИН) инерциальным методом [8–11].

Работа системы КИН основана на измерениях вертикальной составляющей ускорения, приобретаемого колесом при прохождении дефекта. Акселерометры в составе КИН установлены на буксовых узлах тележки вагона [12]. Таким образом, при прохождении колесом дефекта в сигнале акселерометра, установленном на данном колесе, будет наблюдаться значительное увеличение амплитуды. Местоположение дефекта на рельсовом пути определяется путевой координатой. На вагоне информация о путевой координате формируется как пройденная дистанция от заранее заданной начальной координаты (обычно по показаниям датчика угла оборота колеса – одометра). Для однозначного определения факта наличия дефекта должна обеспечиваться повторяемость сигналов акселерометров, установленных на следом идущих колесах (проходящих по одному рельсу). Сигналы приводятся к одной путевой координате (вводится задержка, равная времени прохождения расстояния между осями колесных пар тележки), затем выполняется корреляционный анализ. Если сигналы имеют высокую степень корреляции, вычисляются параметры дефекта. Однако возникает противоречие: при приведении сигналов к единой путевой координате используется априорная информация о базе тележки (расстояние между осями колесных пар тележки), а запись сигналов осуществляется от времени. Таким образом, при различных скоростях движения состава необходимо смещать один сигнал относительно другого на разное число временных отсчетов. Аналогично при проведении корреляционного анализа [12] длина участка для анализа составляет максимальную длину короткой неровности – 25 см (в соответствии с распоряжением ОАО "РЖД" № 2499р от 23.10.2014 г.), которой также нужно поставить в соответствие набор временных отсчетов.

Из вышеизложенного стоит задача разработки алгоритма поиска дефектов поверхности катания рельса по показаниям акселерометров, установленных на буксовых узлах тележки вагона, при их неэквидистантной пространственной записи.

Разработка алгоритма. В настоящей статье используются данные, полученные в ходе проезда вагона-лаборатории с установленной на нем системой КИН. Для обработки сигнала акселерометров в задаче поиска рельсовых неровностей в первую очередь необходимо избавиться от влияния скорости на амплитуду сигнала, так как при прохождении одного и того же дефекта с разными скоростями вертикальное ускорение будет больше при больших скоростях движения вагона. Нивелировать влияние скорости можно, выполнив нормирование показаний акселерометров по квадрату скорости [12].

Поиск точки начала дефекта осуществляется следующим образом: строится огибающая модуля сигнала акселерометра для однозначного определения границ анализируемых участков. Затем выбираются точки, в которых амплитуда построенной огибающей выше порогового значения. Порог подбирается эмпирически, таким образом, чтобы учесть два фактора. Во-первых, не отбраковывать всплески, предположительно вызываемые прохождением дефекта или элементов конструкции рельсового полотна. Во-вторых, исключить ложные всплески, вызванные перераспределением энергии в системе вагон–рельсовый путь [13]. Пример огибающей модуля нормированного сигнала с порогом приведен на рис. 1.

Критерием определения дефекта является повторяемость сигналов акселерометров, установленных на следом идущих по одному рельсу колесах. Следовательно, чтобы подтвердить или опровергнуть наличие дефекта поверхности катания рельса, необходимо найти точки начала предполагаемого дефекта в сигналах акселерометров двух модулей, установленных

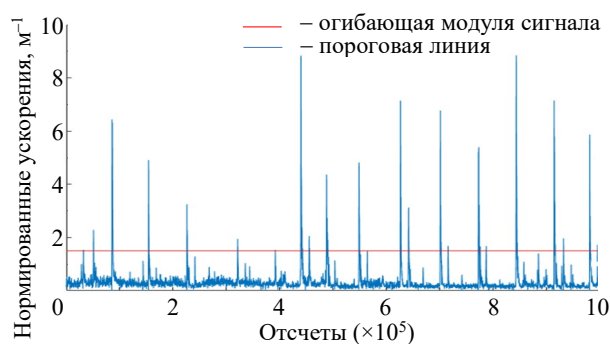


Рис. 1. График огибающей сигнала акселерометра и пороговая линия

Fig. 1. The accelerometer signal envelope and threshold line

на колесах, идущих по одному рельсу. Начало дефекта в сигнале модуля, установленном на впереди идущем колесе, – точка пересечения нормированного сигнала и пороговой линии, описанной ранее. Для следом идущего колеса точку начала дефекта можно вычислить следующим образом:

$$n_2 = n_1 + N_\tau = n_1 + \frac{Sf}{v}, \quad (1)$$

где n_2 – номер отсчета начала предполагаемого дефекта в показаниях модуля, установленного на позади идущем колесе; n_1 – номер отсчета начала предполагаемого дефекта в показаниях модуля, установленного на впереди идущем колесе; N_τ – число отсчетов, соответствующее прохождению расстояния, равного базе тележки S (расстояние между осями колесных пар тележки вагона для конкретной модели вагона и анализируемых в статье данных составляет 2.5 м); f – частота дискретизации; v – скорость движения поезда в момент прохождения дефекта впереди идущим колесом. В (1) сделано допущение, что скорость состава за время прохождения 2.5 м не изменяется или изменяется столь незначительно, что этим изменением можно пренебречь, так как существуют нормативные ограничения на ускорения железнодорожного состава, тем более вагона-лаборатории. На рис. 2 представлена одна из пар автоматически найденных точек начала дефекта по сигналам акселерометров, установленных на впереди идущем колесе и следом идущем за ним колесе.

После выявления начальной точки необходимо определить длину интервала сигнала, со-

ответствующую прохождению предполагаемого дефекта. В соответствии с нормативной документацией максимальная длина коротких неровностей ($L_{\max}$) составляет 0.25 м. Далее аналогично (1) вычисляются номера отсчетов, соответствующие концу предполагаемого дефекта (вместо базы тележки S берется величина $L_{\max}$) для сигналов акселерометров обоих модулей. Так, например, при движении поезда со скоростью 60 км/ч в рассматриваемый интервал, равный в максимальной длине короткой неровности, попадает 488 отсчетов, а при 20 км/ч – 1462 отсчета. На рис. 3 представлены рассматриваемые участки сигналов акселерометров с совмещенными в соответствии с (1) точками начала дефекта n_1 и n_2 .

Как упоминалось ранее, критерием определения дефекта является повторяемость сигналов акселерометров, установленных на следом идущих по одному рельсу колесах. Для оценки повторяемости используется коэффициент корреляции сигналов акселерометров [14].

Если корреляция сигналов выше 0.5, то можно сделать вывод о наличии дефекта. И далее требуется определить параметры дефекта. Если же корреляция сигналов отсутствует, то дефекта поверхности катания рельса нет. Повышение амплитуды сигнала акселерометра на одном из колес вызвано другими причинами, например дефектом поверхности катания колеса [15]. Далее более подробно будут рассмотрены примеры сигналов для обоих вариантов.

Из рис. 3 видно, что число отсчетов, на которое сдвигается сигнал следом идущего колеса, вычисленное по (1), неточное. Для устранения этой неточности был выполнен последова-

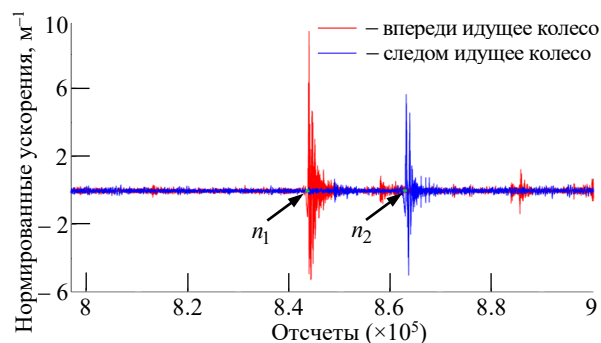


Рис. 2. Найденные точки начала дефекта в показаниях двух датчиков

Fig. 2. The points of the defect's beginning found by two sensors

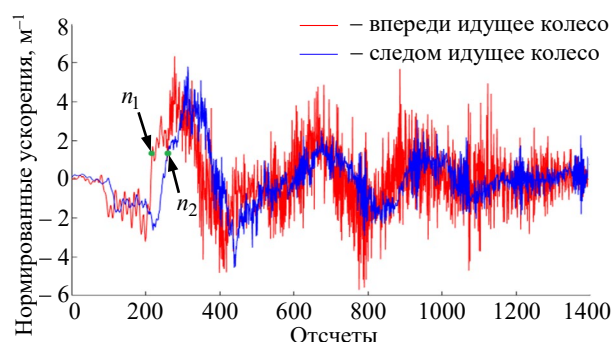


Рис. 3. Сигналы акселерометров на участке с дефектом

Fig. 3. Accelerometer signals in the area with a defect

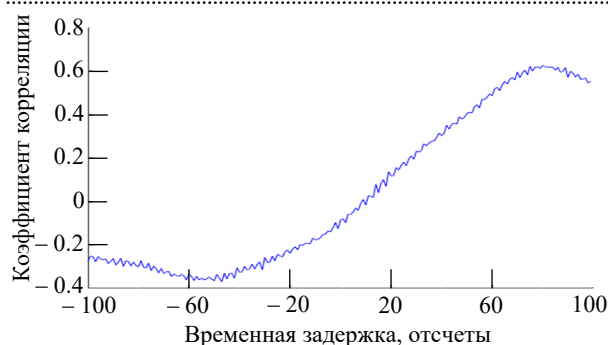


Рис. 4. Коэффициент корреляции двух сигналов акселерометров

Fig. 4. Correlation coefficient of two accelerometer signals

тельный сдвиг одного сигнала относительно другого с шагом в 1 отсчет и вычислен коэффициент корреляции при каждом сдвиге (рис. 4). Таким образом, можно видеть, что для точной пространственной синхронизации сигналов нужен дополнительный сдвиг на 80 отсчетов. На рис. 5 представлены пространственно синхронизированные сигналы акселерометров, установленные на колесах, идущих по одному рельсу, при прохождении рассматриваемого интервала, предположительно соответствующего короткой неровности.

После синхронизации сигналов сравнивается коэффициент корреляции в нулевом сечении, т. е. при нулевой временной задержке (рис. 6). Затем рассчитывается длина дефекта λ , которая равна расстоянию (с пересчетом в миллиметры) между ближайшими минимумами от максимума корреляционной функции (рис. 6).

При отсутствии дефекта пары найденных точек начала предполагаемых дефектов отбрасываются. Для примера на рис. 7 представлен пространственно синхронизированный сигнал акселерометров, установленных на следом

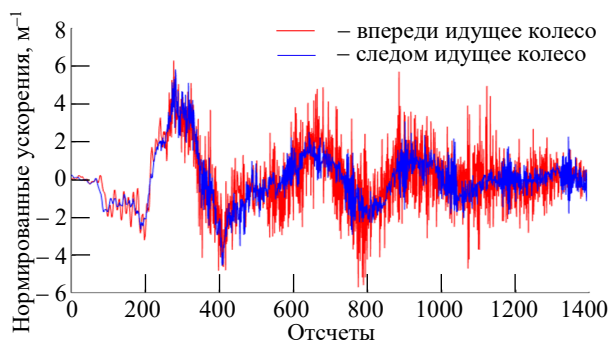


Рис. 5. Пространственно синхронизированные сигналы акселерометров на участке с дефектом

Fig. 5. Spatially synchronized accelerometer signals at the site with a defect

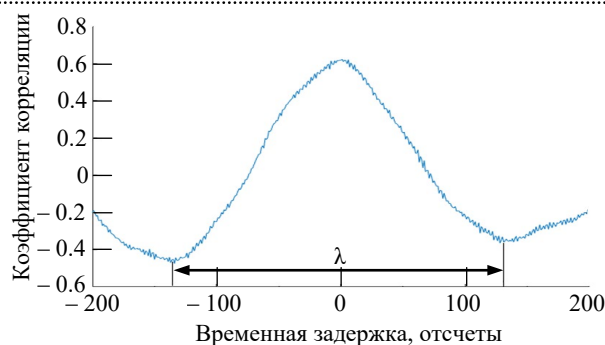


Рис. 6. Коэффициент корреляции двух сигналов акселерометров

Fig. 6. Correlation coefficient of two accelerometer signals

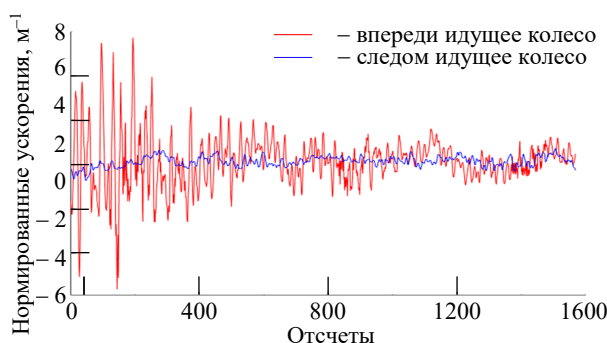


Рис. 7. Сигналы акселерометров на участке без дефекта

Fig. 7. Accelerometer signals in a defect-free area

идущих колесах, при отсутствии дефекта поверхности катания рельса. Подтверждающий данный факт график коэффициентов корреляции представлен на рис. 8.

Анализируя вышеприведенные действия, направленные на выявление коротких неровностей рельсов по показаниям акселерометров системы КИН, можно составить блок-схему обработки данных акселерометров. На рис. 9 приведена блок-схема разработанного алгоритма поиска дефектов поверхности катания при неэкви-дистантной пространственной записи.



Рис. 8. Коэффициент корреляции двух сигналов акселерометров при отсутствии дефекта

Fig. 8. Correlation coefficient of two accelerometer signals in the absence of a defect

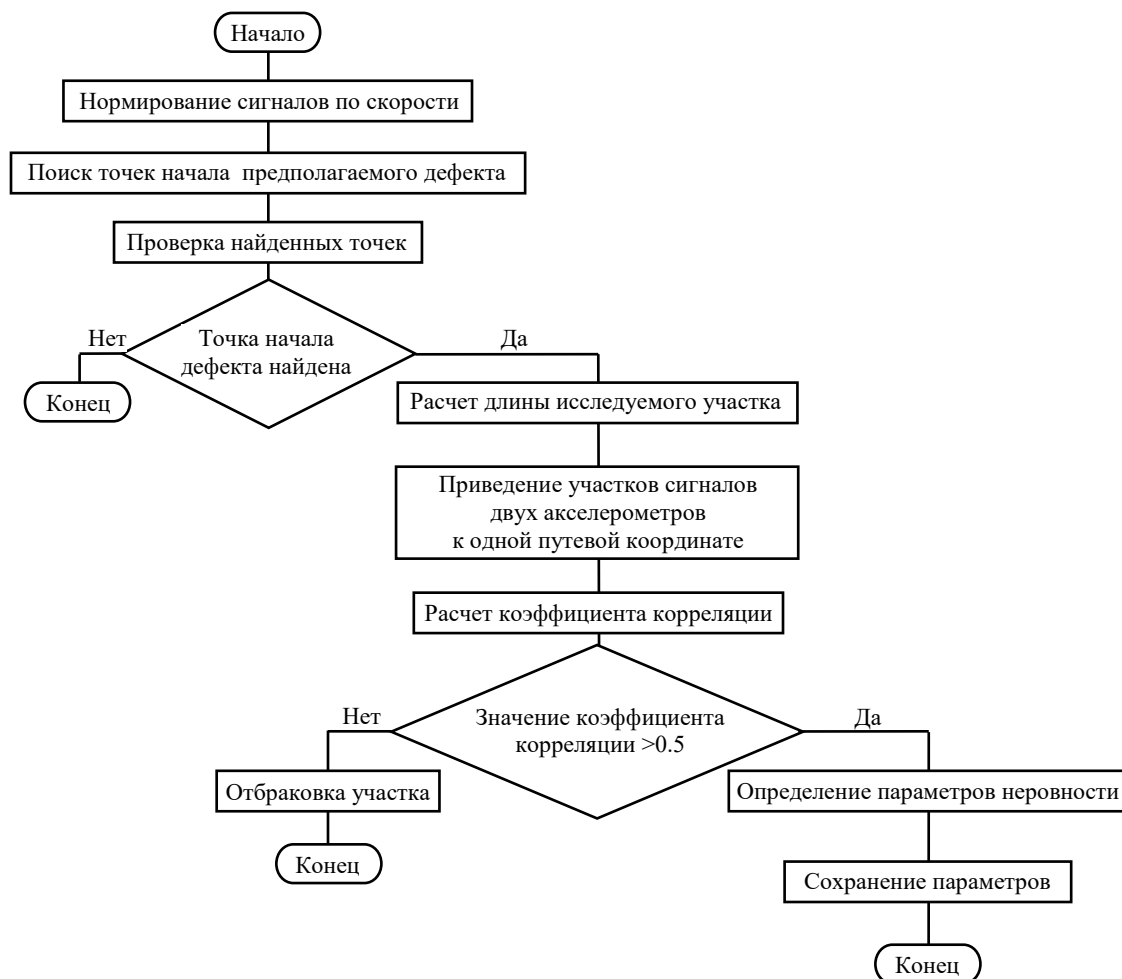


Рис. 9. Блок-схема алгоритма поиска коротких неровностей рельса
Fig. 9. Block diagram of the algorithm for detecting running surface defects

Результаты. Корреляционный анализ позволяет компенсировать скоростную погрешность определения дефекта, так как при использовании (1) допускается неизменность значения скорости на рассматриваемом интервале (относительная погрешность составляет 0.4 %), а также в разы снизить вероятность ошибки первого рода в определении дефекта, поскольку пороговое значение, определяющее дефект, применяется к нулевому сечению коэффициента корреляции. На рис. 3 значение коэффициента корреляции в нулевом сечении

составляет -0.1 , следовательно, данный отрезок сигнала был бы проигнорирован.

Заключение. Полученный в работе алгоритм позволяет осуществлять поиск дефектов поверхности катания рельсов в сигналах, установленных на буксовых узлах акселерометров, при различных скоростях движения состава, учитывая влияние скорости на длину рассматриваемого участка в отсчетах при используемой временной записи сигнала и нивелируя ее влияние на амплитуду исследуемых сигналов.

Авторский вклад

Большакова Александра Васильевна – разработка алгоритма.

Боронахин Александр Михайлович – постановка задачи и руководство научными исследованиями.

Ларионов Даниил Юрьевич – монтаж системы, проведение эксперимента.

Подгорная Людмила Николаевна – разработка системы.

Ткаченко Анна Николаевна – разработка системы.

Шалымов Роман Вадимович – монтаж системы, проведение эксперимента.

Чуряев Эдуард Дмитриевич – разработка алгоритма.

Author's contribution

Alexandra V. Bolshakova, algorithm development.

Alexander M. Boronakhin, problem statement and scientific research management.

Daniil Yu. Larionov, system installation, experiment.

Lyudmila N. Podgornaya, system development.

Anna N. Tkachenko, system development.

Roman V. Shalymov, system installation, experiment.

Eduard D. Churyaev, algorithm development.

Список литературы

1. Федотов А. С., Фазилова З. Т. Вагон-дефектоскоп нового поколения ВД-УМТ-1 // Путь и путевое хозяйство. 2018. № 5. С. 19–22.
2. Марков А. А., Максимова Е. А. Анализ эффективности ультразвуковых и магнитных каналов дефектоскопических комплексов при контроле рельсов // Вестн. ИЖГТУ им. М. Т. Калашникова. 2019. Т. 22, № 2. С. 22–32. doi: 10.22213/2413-1172-2019-2-22-32
3. Единый диагностический комплекс – две системы дефектоскопии / В. Ф. Тарабрин, О. Н. Кисляковский, О. Е. Чистякова, Д. А. Кононов // Путь и путевое хозяйство. 2022. № 9. С. 34–37.
4. Самойленко А. Н., Кривошеев И. Н. Вагон-дефектоскоп как средство первичного контроля // Путь и путевое хозяйство. 2011. № 1. С. 19–20.
5. Марков А. А., Шпагин Д. А., Шилов М. Н. Ультразвуковой многоканальный дефектоскоп для контроля железнодорожных рельсов с регистрацией сигналов // Дефектоскопия. 2003. № 2. С. 24.
6. Шилов М. Н., Мосягин В. В., Козьяков А. Б. О развитии съемных ультразвуковых дефектоскопов // Путь и путевое хозяйство. 2021. № 8. С. 14–17.
7. Innovative Diagnostics of the Railway Track Superstructure / J. Kanis, V. Zitrický, V. Hebelka, P. Lukáč, M. Kubín // Transportation Research Procedia. 2021. Vol. 53. P. 138–145. doi: 10.1016/j.trpro.2021.02.017
8. Ng A. K., Martua L., Sun G. Dynamic modelling and acceleration signal analysis of rail surface defects for enhanced rail condition monitoring and diagnosis // 4th Intern. Conf. on Intelligent Transportation Engineering (ICITE). Singapore, 05–07 Sept. 2019. IEEE, 2019. P. 69–73. doi: 10.1109/ICITE.2019.8880246
9. Yurong Wang. Theoretical investigation into the measurability of rail unevenness and corrugation using the dynamic response of axle box and bogie // Proc. IMechE. Pt. F: J Rail and Rapid Transit. 2020. Vol. 235, iss. 3. P. 1–11. doi: 10.1177/0954409720923213
10. Zhu Feng, Luo Kegan, Zhou Wuxing. Measuring Railway Track Irregularities at high accuracy and efficiency based on GNSS/INS/TS Integration // IEEE Sensors J. 2022. Vol. 22, iss. 15. P. 15334–15344. doi: 10.1109/JSEN.2022.3183433
11. Кирьянов М. Ю., Орлов В. В. Применение инерциальных навигационных систем во внутритрубной диагностике // Наука и технологии трубопроводного транспорта нефти и нефтепродуктов. 2017. Т. 7, № 3. С. 84–95.
12. Ларионов, Д. Ю., Подгорная Л. Н., Шалымов Р. В. Инерциальный метод диагностики пути в условиях его динамического взаимодействия с вагоном // Материалы докл. XIII конф. молодых ученых "Навигация и управление движением", Санкт-Петербург, 15–30 марта 2011 / ЦНИИ "Электроприбор". СПб., 2011. С. 357–364.
13. Анализ вибраций в системе "вагон-рельсовый путь" / А. В. Большакова, А. М. Боронахин, Д. Ю. Ларионов, Л. Н. Подгорная, А. Н. Ткаченко, Р. В. Шалымов // Приборы. 2022. № 1(259). С. 46–51.
14. Жаворонков А. В., Королев А. Л. Результаты применения коэффициентов корреляции Кендалла для выявления определенных параметров // Модернизация отечественной системы управления: анализ тенденций и прогноз развития: материалы Всерос. науч.-практ. конф. и XII–XIII Дридзеvских чтений. Москва, 21–22 нояб. 2013. / Ин-т социологии РАН. М., 2014. С. 191–196.
15. Vibration Analysis of a Railcar/Rail System using Inertial Sensors Mounted on Axle Boxes / N. V. Phap, A. V. Bolshakova, A. M. Boronachin, L. N. Podgornaya, R. V. Shalymov // Proc. of the 2021 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, ElConRus 2021. Moscow, 26–28 Jan. 2021. IEEE, 2021. P. 1659–1662. doi: 10.1109/ElConRus51938.2021.9396332

Информация об авторах

Большакова Александра Васильевна – магистр по направлению "Приборостроение" (2019), аспирант, ассистент кафедры лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 15 научных публикаций. Сфера научных интересов – диагностика рельсового пути; вибрационный анализ; инерциальная навигация. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия
E-mail: avbolshakova@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-9294-8338>

Боронахин Александр Михайлович – доктор технических наук (2013), профессор (2020), профессор кафедры лазерных измерительных и навигационных систем, декан факультета информационно-измерительных и биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 120 научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка интегрированных инерциальных технологий динамического мониторинга рельсового пути для обеспечения безопасности движения железнодорожного транспорта.

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

E-mail: AMBoronahin@etu.ru

Ларионов Даниил Юрьевич – кандидат технических наук (2016), доцент кафедры лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 60 научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка интегрированных инерциальных технологий динамического мониторинга рельсового пути для обеспечения безопасности движения железнодорожного транспорта.

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

E-mail: lariondan@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6722-9211>

Подгорная Людмила Николаевна – кандидат технических наук (2010), доцент, доцент кафедры лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 100 научных публикаций. Сфера научных интересов – инерциальные навигационные системы; обработка данных; гироскопические приборы; диагностика рельсового пути.

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

E-mail: lnpodgornaya@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8466-2017>

Ткаченко Анна Николаевна – кандидат технических наук (2010), доцент кафедры лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 40 научных публикаций. Сфера научных интересов – волоконно-оптическая сейсмология; диагностика рельсового пути; обработка информации.

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

E-mail: antkachenko@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4706-4859>

Шалымов Роман Вадимович – кандидат технических наук (2014), доцент кафедры лазерных измерительных и навигационных систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 70 научных публикаций. Сфера научных интересов – инерциальные навигационные системы; обработка данных; гироскопические приборы; диагностика рельсового пути.

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

E-mail: rvshalymov@etu.ru

Чуряев Эдуард Дмитриевич – студент магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – вибрационный анализ; диагностика рельсового пути.

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

E-mail: edchuryaev@stud.etu.ru

References

1. Fedotov A. S., Fazilova Z. T. The Wagon-Detector of New Generation VD-UMT-1. Railway Track and Facilities. 2018, no. 5, pp. 19–22. (In Russ.)

2. Markov A. A., Maksimova E. A. Analysis of the Efficiency of Ultrasonic and Magnetic Channels of Flaw Detection Systems. Journals of the Izhevsk State Technical University. 2019, no. 2, pp. 22–32. doi: 10.22213/2413-1172-2019-2-22-32 (In Russ.)

3. Tarabrin V. F., Kislyakovskiy O. N., Chistyakova O. E., Kononov D. A. Unified Diagnostic Complex – Two Flaw Detection Systems. Railway Track and Facilities. 2022, no. 9, pp. 34–37. (In Russ.)

4. Samoylenko A. N., Krivishev I. N. The Car-Flaw Detector as a Means of Primary Control. Railway Track and Facilities. 2011, no. 1, pp. 19–20. (In Russ.)

5. Markov A. A., Shpagin D. A., Shilov M. N. Ultrasonic Multichannel Flaw Detector for Testing Rails with Signal Recording. Defectoscopy. 2003, no. 2, p. 24. (In Russ.)
6. Shilov M. N., Mosyagin V. V., Kozyakov A. B. On the Development of Removable Ultra-Sonic Flaw Detectors. Railway Track and Facilities. 2021, no. 8, pp. 14–17. (In Russ.)
7. Kanis J., Zitrický V., Hebelka V., Lukáč P., Kubín M. Innovative Diagnostics of the Railway Track Superstructure. Transportation Research Procedia. 2021, vol. 53, pp. 138–145. doi: 10.1016/j.trpro.2021.02.017
8. Ng A. K., Martua L., Sun G. Dynamic Modelling and Acceleration Signal Analysis of Rail Surface Defects for Enhanced Rail Condition Monitoring and Diagnosis. 4th Intern. Conf. on Intelligent Transportation Engineering (ICITE). Singapore, 05–07 September 2019. IEEE, 2019, pp. 69–73. doi: 10.1109/ICITE.2019.8880246
9. Yurong Wang. Theoretical Investigation into the Measurability of Rail Unevenness and Corrugation Using the Dynamic Response of Axle Box and Bogie. Proc. IMechE. Part F: J Rail and Rapid Transit. 2020, vol. 235, iss. 3, pp. 1–11. doi: 10.1177/0954409720923213
10. Zhu Feng, Luo Kegan, Zhou Wuxing. Measuring Railway Track Irregularities at high accuracy and efficiency based on GNSS/INS/TS Integration. IEEE Sensors J. 2022, vol. 22, iss. 15, pp. 15334–15344. doi: 10.1109/JSEN.2022.3183433
11. Kiryanov M. Yu., Orlov V. V. Application of Inertial Navigation Systems for In-Line Inspection. Science & Technologies: Oil and Oil Products Pipeline Transportation. 2017, vol. 7, no. 3, pp. 84–95. (In Russ.)
12. Larionov D. Yu., Podgornaya L. N., Shalymov R. V. *Inercial'nyj metod diagnostiki puti v uslovi-yah ego dinamicheskogo vzaimodejstviya s vagonom* [Inertial Method of Diagnostics of a Track in the Conditions of Its Dynamic Interaction with a Wagon]. Materials of Reports of the XIII Conf. of Young Scientists "Navigation and traffic Control". St Petersburg, 15–30 March 2011. SPb, Central Research Institute "Electropribor", 2011, pp. 357–364. (In Russ.)
13. Bolshakova A. V., Boronahin A. M., Larionov D. Yu., Podgornaya L. N., Tkachenko A. N., Shalymov R. V. Analysis of vibrations in a rail-car system. Instrumentation. 2022, no. 1(259), pp. 46–51. (In Russ.)
14. Zhavoronkov A. V., Korolev A. L. *Rezultaty primeneniya koefficientov korrelyacii Kendalla dlya vyavleniya opredelennyh parametrov* [Results of the Application of Kendall Correlation Coefficients to Identify Certain Parameters]: Materials of the All-Russ. Scientific and Practical Conf. and the XII–XIII Dridze Readings. Moscow, 21–22 November 2013. Moscow, Institute of Sociology of the Russian Academy of Sciences, 2014, pp. 191–196. (In Russ.)
15. Phap N. V., Bolshakova A. V., Boronachin A. M., Podgornaya L. N., Shalymov R. V. Vibration Analysis of a Railcar/Rail System using Inertial Sensors Mounted on Axle Boxes. Proc. of the 2021 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, ElConRus 2021. Moscow, 26–28 January 2021. IEEE, 2021, pp. 1659–1662. doi: 10.1109/ElConRus51938.2021.9396332

Information about the authors

Alexandra V. Bolshakova, Master in instrumentation engineering (2019), Postgraduate student of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 15 scientific publications. Area of expertise: rail track diagnostics, vibration analysis, inertial navigation
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: avbolshakova@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-9294-8338>

Alexander M. Boronakhin, Dr Sci. (Eng.) (2013), Professor (2020) of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 120 scientific publications. Area of expertise: development of integrated inertial technologies for dynamic monitoring of the rail track to ensure the safety of rail traffic.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: AMBoronahin@etu.ru

Daniil Yu. Larionov, Cand. Sci. (2016) Associate Professor of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 60 scientific publications. Area of expertise: development of integrated inertial technologies for dynamic monitoring of the rail track to ensure the safety of rail traffic.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: laronidan@yandex.ru
<https://orcid.org/0000-0001-6722-9211>

Lyudmila N. Podgornaya, Cand. Sci. (2010) Associate Professor of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 100 scientific publications. Area of expertise: inertial navigation systems, data processing, gyroscopic devices, rail track diagnostics
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: lnpodgornaya@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0001-8466-2017>

Anna N. Tkachenko, Cand. Sci. (2010) Associate Professor of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 40 scientific publications. Area of expertise: fiber-optic seismology, rail track diagnostics, data processing.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: antkachenko@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-4706-4859>

Roman V. Shalymov, Cand. Sci. (2014) Associate Professor of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 70 scientific publications. Area of expertise: inertial navigation systems, data processing, gyroscopic devices, rail track diagnostics.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: rvshalymov@etu.ru

Eduard D. Churyaev, master student of Saint Petersburg Electrotechnical University. Area of expertise: vibration analysis, rail track diagnostics
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia
E-mail: edchuryaev@stud.etu.ru

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц, обзорной статьи не более 20 страниц);
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

Структура научной статьи

Авторам рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:
 - УДК (выравнивание по левому краю);
 - название статьи;
 - авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
 - место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
 - ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
 - источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
 - благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
 - конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).
- Заголовочная часть на английском языке:
 - название (Title);

- авторы (Authors);
 - место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация (Abstract);
 - ключевые слова (Keywords);
 - источник финансирования (Acknowledgements);
 - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
 - Приложения (при наличии).
 - Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
 - Список литературы (библиографический список);
 - Информация об авторах.

Название статьи должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

Авторство и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

Аннотация представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

Введение. Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

Цель работы. Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

Материалы и методы. Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

Результаты. Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

Обсуждение (Заключение). Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

Ключевые слова – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

Введение. Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

Методы. Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

Результаты. В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

Обсуждение (Заключение и Выводы). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

Список литературы (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта основного текста 11 pt, остальных сведений 10 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует номенклатуре научных специальностей:

2.2 – Электроника, фотоника, приборостроение и связь:

- 2.2.1 – Вакуумная и плазменная электроника.
- 2.2.2 – Электронная компонентная база микро- и нанoeлектроники, квантовых устройств.
- 2.2.3 – Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники.
- 2.2.4 – Приборы и методы измерения (по видам измерений).
- 2.2.5 – Приборы навигации.
- 2.2.6 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы.
- 2.2.7 – Фотоника.
- 2.2.8 – Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды.
- 2.2.9 – Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры.
- 2.2.10 – Метрология и метрологическое обеспечение.
- 2.2.11 – Информационно-измерительные и управляющие системы.

2.2.12 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения.

2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.

2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

2.2.16 – Радиолокация и радионавигация.

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Фотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197022, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 литера Ф, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

Известия высших учебных заведений России. **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**
Journal of the Russian Universities. **RADIOELECTRONICS**

Том 25 № 6 2022

Vol. 25 No. 6 2022

Научный редактор А. М. Мончак
Редактор И. Г. Скачек
Компьютерная верстка М. И. Поповой,
Е. И. Третьяковой

Science Editor A. M. Monchak
Editor I. G. Skachek
DTP Professional M. I. Popova
E. I. Tretyakova

Подписано в печать 26.12.22. Формат 60×84 1/8.
Бумага офсетная. Печать цифровая.
Уч.-изд. л. 15.08. Печ. л. 14.5. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 182.
Цена свободная.

Signed to print 29.12.22. Sheet size 60×84 1/8.
Educational-ed. liter. 15.08. Printed sheets 14.5. Number of copies 300.
Printing plant 1–150 copies. Order no. 182.
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