



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 23 № 1 2020



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 23 No. 1 2020

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2020

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 «Пресса России» 45818

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:

197376, Санкт-Петербург,

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

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

Б. А. КАЛИНИКОС, д.ф.-м.н., проф.,

Санкт-Петербургский государственный

электротехнический университет «ЛЭТИ»

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

ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ

В. М. КУТУЗОВ, д.т.н., президент, Санкт-Петербургский

государственный электротехнический университет

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Dieter H. BIMBERG, PhD, Dr. phil. nat. Dr. h. c. mult.,

исполн. директор "Bimberg Center of Green Photonics",

Чанчуньский институт оптики, точной механики

и физики КАН, Чанчунь, Китай

Anna DZVONKOVSKAYA, Cand. of Sci. (Phys-Math),

R & D разработчик, HELZEL Messtechnik,

Кальтенкирхен, Германия

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, Колон, США

Erkki LANDEKANTA, PhD, Prof., Технический

университет, Лаппеенранта, Финляндия

Ferran MARTIN, PhD (Phys.), Prof., Автономный

университет, Барселона, Испания

Piotr SAMCZYNSKI, PhD, DSc, 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

Ю. В. ЮХАНОВ, д.т.н., проф., Южный федеральный

университет, Ростов-на-Дону, Россия

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

В. А. МЕЙЕВ, к.т.н., с.н.с., Санкт-Петербургский

государственный электротехнический университет

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

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 "Press of Russia" catalogue is 45818

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, 5 Prof. Popov Str., St Petersburg 197376, Russia

Tel.: +7 (812) 234-10-13

E-mail: radioelectronic@yandex.ru **RE.ELTECH.RU**

© ETU, design, 2020

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

Boris A. KALINIKOS, 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

Anna DZVONKOVSKAYA, Cand. of Sci. (Phys.-Math.), R & D developer, HELZEL Messtechnik, Kaltenkirchen, Germany

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

Alexandr 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, DSc, Associate Professor, Warsaw University of Technology, Institute of Electronic Systems, Warsaw, Poland

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

Sergey V. SELISHCHEV, Dr. Sci. (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

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

EXECUTIVE SECRETARY

Vladislav A. MEYEV, Cand. Sci. (Eng.), Senior Researcher, Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

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

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Оригинальные статьи

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

- Кошкидько В. Г., Мигалин М. М. Применение макросов языка VBScript при моделировании волноводно-щелевых антенн в САПР Ansys HFSS.....6

Радиолокация и радионавигация

- Быстрова И. В., Подкопаев Б. П. Локализация ошибок в сетях из цифровых автоматов состояний.....18

Микро- и нанoeлектроника

- Мокрушина С. А., Романов Н. М. Сравнение отклика МОП-транзистора на воздействие рентгеновского и гамма-облучения.....30

Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника

- Даниленко А. А., Иванов А. Д., Иванов В. Л., Марочкин В. В., Михайлов Н. И., Перепеловский В. В. Характеристики *pin*-структуры с дискретно металлизированной поверхностью *i*-области41

Радиофотоника

- Аронов Л. А., Доброленский Ю. С., Кулак Г. В. Статистическая модель гомодинного акустооптического спектроанализатора.....52

Электроника СВЧ

- Комаров В. В., Бушанский С. К. Исследование полосовых фильтров К-диапазона на прямоугольных концентрических резонаторах.....63

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

- Пестерев И. С., Сосновский Н. Н., Степанов Б. Г. Излучение преобразователем волноводного типа в соосные с ним конусные полупространства.....70

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

- Величко Е. Н., Котов О. И., Непомнящая Э. К., Петров А. Н., Соколов А. В. Об основных требованиях к элементам измерительной схемы лазерной корреляционной спектроскопии.....83

- Красичков А. С., Мбазумутима Э., Шикама Ф., Нифонтов Е. М. Метод прогнозирования основных показателей кардиопульмонального нагрузочного тестирования для больных с хронической сердечной недостаточностью.....96

- Правила для авторов статей105

CONTENTS

Original articles

Electrodynamics, Microwave Technology, Antennas

- Koshkid'ko V. G., Migalin M. M.** Design of a Slotted Waveguide Antenna by Means of VBScript Scripting Language Macros in CAD Ansys HFSS.....6

Radar and Navigation

- Bystrova I. V., Podkopaev B. P.** Fault Isolation in Network of State Automates.....18

Micro- and Nanoelectronics

- Mokrushina S. A., Romanov N. M.** Comparison of the MOSFET Response at Exposed of the X-Ray and Gamma Radiation.....30

Quantum, Solid-state, Plasma and Vacuum Electronics

- Danilenko A. A., Ivanov A. D., Ivanov V. L., Marochkin V. V., Mikhailov N. I., Perepelovskiy V. V.** The Characteristics of the *pin*-Structure with a Discrete Metallic Surface *i*-Region.....41

Microwave Photonics

- Aronov L. A., Dobrolensky Yu. S., Kulak G. V.** Statistic Model of Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer.....52

Microwave Electronics

- Komarov V. V., Bushanskiy S. K.** Investigation of Band-Pass Filters of K-Range on Rectangular Concentric Resonators.....63

Instruments and Measurement Systems Based On Acoustic, Optical and Radio Waves

- Pesterev I. S., Sosnovsky N. N., Stepanov B. G.** Radiation by Transducer of Waveguide Type into Conical Half-Spaces Coaxial with It.....70

Medical Devices and Devices for Control of the Environment, Substances, Materials and Products

- Velichko E. N., Kotov O. I., Nepomnyashchaya E. K., Petrov A. N., Sokolov A. V.** On Basic Requirements to Main Elements of Laser Correlation Spectrometer.....83

- Krasichkov A. S., Mbazumutima E., Shikema F., Nifontov E. M.** A Method for Predicting the Main Indicators of Cardiopulmonary Stress Testing for Patients with Chronic Heart Failure.....96

- Author's Guide**.....105

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

УДК 621.396.677

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-1-6-17>

Применение макросов языка VBScript при моделировании волноводно-щелевых антенн в САПР Ansys HFSS

В. Г. Кошкидько[✉], М. М. Мигалин

Южный федеральный университет, Таганрог, Россия

[✉] kvg59@mail.ru

Аннотация

Введение. Современные антенные устройства содержат большое число повторяющихся элементов. При построении моделей таких устройств в системах автоматизированного проектирования (САПР) требуется многократное выполнение одинаковых операций, что может стать рутинной задачей для разработчика. В связи с этим актуальной становится задача автоматизации выполнения этих одинаковых операций при построении моделей антенн с периодическими структурами.

Цель работы. Демонстрация автоматизации построения моделей антенн с периодическими структурами в САПР Ansys HFSS на примере волноводно-щелевых антенных решеток.

Материалы и методы. Для расчета конструктивных параметров антенной решетки использован энергетический метод, а для реализации процесса автоматизации проектирования волноводно-щелевых антенн в САПР Ansys HFSS разработаны макросы на языке Visual Basic Scripting Edition.

Результаты. Для работы с моделями волноводно-щелевых антенн в САПР Ansys HFSS разработаны четыре макроса на языке VBScript: "вырезание" в автоматическом режиме поочередно продольных щелей на широкой стенке прямоугольного волновода по заданным координатам; удаление исходных щелей, созданных с помощью предыдущего макроса; построение ломаной линии, проходящей через центры щелей, с целью контроля реализованного распределения ближнего поля антенны; "вырезание" встречно-наклонных щелей на узкой стенке прямоугольного волновода по заданным координатам. Приведены результаты использования разработанных макросов.

Заключение. Применение разработанных макросов позволяет автоматизировать рутинные операции по созданию и удалению однотипных объектов при создании модели антенны с периодическими структурами в САПР Ansys HFSS. Подробно описанные процедуры создания макросов могут быть распространены на широкий класс задач по исследованию характеристик конструкций, включающих в себя повторяющиеся объекты, такие как фазированные антенные решетки, отражательные решетки, волноводно-щелевые антенны, фрактальные антенны, логопериодические антенны, многослойные линзовые антенны, многозвенные СВЧ-фильтры.

Ключевые слова: волноводно-щелевая антенна, моделирование, автоматизация, макрос, VBScript

Для цитирования: Кошкидько В. Г., Мигалин М. М. Применение макросов языка VBScript при моделировании волноводно-щелевых антенн в САПР Ansys HFSS // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 1. С. 6–17. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-6-17

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 29.11.2019; принята к публикации после рецензирования 27.12.2019; опубликована онлайн 28.02.2020

Design of a Slotted Waveguide Antenna by Means of VBScript Scripting Language Macros in CAD Ansys HFSS

Vladimir G. Koshkid'ko✉, Mikhail M. Migalin

Southern Federal University, Taganrog, Russia

✉ kvg59@mail.ru

Abstract

Introduction. Modern antenna devices contain a large number of repeating elements. The process of development of CAD models of such devices requires repeatedly performed operations that is a routine task for an engineer. Therefore, the problem of repeating operations automation arises when constructing antenna models with periodic structures.

Aim. To demonstrate the automation of slotted waveguide antennas design process in CAD Ansys HFSS.

Materials and methods. In order to determine the dimensions of the slotted waveguide antenna the energy method was used. Automation procedure of the design of the slotted waveguide antennas in CAD Ansys HFSS using the Visual Basic Scripting Edition macros was presented.

Results. In order to design and edit slotted waveguide antennas in CAD Ansys HFSS four macros in the VBScript language were established: for slot subtraction from a broad wall of a rectangular waveguide at given coordinates; for removing the original slots created using the previous macro; for drawing a polyline passing through the centers of the slots, in order to verify the antenna's near field realized distribution; for inclined slot subtraction from a narrow wall of a rectangular waveguide at given coordinates. Results of the macros usage were presented.

Conclusion. The above mentioned macros allow one to automate the routine steps during the process of creating and deleting objects while designing an antenna model with periodic structures in CAD Ansys HFSS. Specified procedures for creating macros could be extended to a wide class of tasks related to the studies of characteristics of electromagnetic structures including repeating objects (phased antenna arrays, reflective arrays, slotted waveguide antennas, fractal antennas, log-periodic antennas, multi-layer lens antennas, ladder-type microwave filters).

Keywords: slotted waveguide antenna, CAD modeling, automation, macros, VBScript

For citation: Koshkid'ko V. G., Migalin M. M. Design of a Slotted Waveguide Antenna by Means of VBScript Scripting Language Macros in CAD Ansys HFSS. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 1, pp. 6–17. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-6-17

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 29.11.2019; accepted 27.12.2019; published online 28.02.2020

Введение. Для современных телекоммуникационных систем характерно применение устройств, состоящих из большого числа повторяющихся элементов. Среди таких устройств можно выделить фазированные антенные решетки, отражательные решетки, волноводно-щелевые антенны (ВЩА), фрактальные антенны, логопериодические антенны, многослойные линзовые антенны, многозвенные СВЧ-фильтры. При построении моделей таких устройств в системах автоматизированного проектирования (САПР) требуется

многократное создание одинаковых элементов, что может стать рутинной задачей для разработчика.

Однако САПР позволяют автоматизировать как постобработку результатов, так и процесс построения однотипных объектов с помощью макросов [1–5] или обращения к внешним программам, таким как Matlab [6, 7]. Макросы удобны при построении антенн, элементы которых расположены согласно некоторому закону.

Целью настоящей статьи является описание процесса автоматизации построения модели ВЩА в

программном пакете Ansys HFSS с помощью макроса на языке Visual Basic Scripting Edition (VBScripT).

Постановка задачи. Требуется построить модель ВЩА в программном пакете Ansys HFSS. Для определенности примем, что проектируемая ВЩА должна иметь, например, такие же параметры, как и в [8–10]:

- диапазон рабочих частот 10.8 ± 0.1 ГГц;
- ширина главного лепестка диаграммы направленности (ДН) в H -плоскости 1° ;
- уровень боковых лепестков (УБЛ) в H -плоскости -20 дБ;
- максимум ДН направлен перпендикулярно оси ВЩА;
- поляризация вертикальная;
- излучаемая мощность не превышает 5 Вт.

Конструкция ВЩА и расчет геометрических размеров для построения модели. Проектируемая ВЩА (рис. 1) построена на основе горизонтально расположенного прямоугольного волновода стандартного сечения $a \times b = 23 \times 10$ мм с идеально проводящими стенками. На широкой стенке волновода расположены продольные щели, размеры и координаты которых определяются в результате проектирования. С одной стороны волновод возбуждается волноводным портом 2 (рис. 1) с основным типом волны H_{10} , расположенным на расстоянии $\lambda_B/4$ от центра первой щели, а с другой – закорочен идеально проводящей заглушкой 3 (рис. 1), расположенной на расстоянии $\lambda_B/4$ от центра последней щели, где

$$\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - [\lambda/(2a)]^2}}$$

– длина волны в волноводе; λ – длина волны в свободном пространстве.

Ширина щелей принята равной 1 мм, что обеспечило невысокую добротность и достаточную электрическую прочность [11]. Длину ВЩА L определяет z -координата центра последней щели и расстояние $\lambda_B/4$ до короткозамыкателя.

Вертикальная поляризация излучения реализована размещением продольных щелей в шахматном порядке на широкой стенке волновода (рис. 1). Для обеспечения заданного УБЛ выбрано распределение поля $f(z)$ вида "косинус в квадрате на пьедестале" [12].

Для обеспечения максимума излучения перпендикулярно оси антенны ($\theta_{\max} = 90^\circ$) нужно создать условия для синфазного возбуждения щелей (резонансная ВЩА). Поэтому шаг ВЩА выбран равным $d = \lambda_B/2$.

Число щелей N , необходимое для обеспечения заданной ширины ДН в H -плоскости, определяется из приближенной формулы [11]

$$2\theta_{0.5}^H = \frac{57.4\lambda}{Nd}, \quad (1)$$

где $2\theta_{0.5}^H$ – заданная ширина ДН по уровню половинной мощности в H -плоскости.

Выполнив необходимые преобразования, из (1) получим необходимое число щелей $N = 92$.

Согласно энергетическому методу при входной проводимости ВЩА $g_{\text{вх}}$ эквивалентная нормированная проводимость n -й щели для обеспечения распределения поля $f(z)$ определяется как [11]

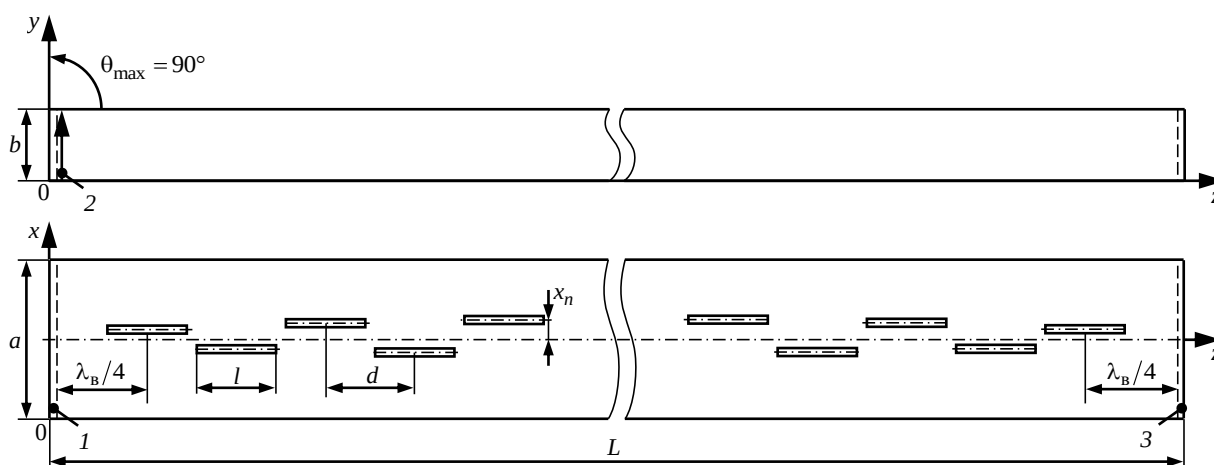


Рис. 1. Модель резонансной волноводно-щелевой антенны: 1, 3 – короткозамыкатели; 2 – порт

Fig. 1. Resonance slotted waveguide antenna model: 1, 3 – short circuits; 2 – port

$$g_n = g_{\text{вх}} \frac{f^2(z_n)}{\sum_{m=1}^N f^2(z_m)}.$$

Для обеспечения согласования антенны с питающим волноводом нормированная входная проводимость $g_{\text{вх}}$ должна быть выбрана равной 1 при возбуждении ВЦА с одного из концов и 2 – при возбуждении в центре [13].

С другой стороны, проводимость продольной щели на широкой стенке прямоугольного волновода определяется соотношением [11]

$$g_n = 2.09 \frac{a}{b} \frac{\lambda_{\text{в}}}{\lambda} \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\lambda_{\text{в}}} \right) \sin^2 \left(\frac{\pi x_n}{a} \right), \quad (2)$$

где x_n – сдвиг от центра n -й щели до средней линии (оси) волновода.

Для построения модели антенны необходимо знать координаты щелей – положения центров z_n вдоль оси z и сдвиг относительно средней линии широкой стенки волновода.

Положение центра n -й щели вдоль оси z , определяемое от короткозамыкателя волновода, рассчитывается как

$$z_n = (2n-1)(\lambda_{\text{в}}/4), \quad n = \overline{1, N}. \quad (3)$$

Сдвиг n -й щели относительно средней линии широкой стенки волновода рассчитывается по формуле, полученной из (2):

$$x_n = \frac{a}{\pi} \arcsin \sqrt{\frac{g_n}{2.09 \frac{a}{b} \frac{\lambda_{\text{в}}}{\lambda} \cos^2 \left(\frac{\pi}{2} \frac{\lambda}{\lambda_{\text{в}}} \right)}}. \quad (4)$$

Построение модели резонансной ВЦА в САПР Ansys HFSS. Массивы координат щелей x_n , z_n , необходимые для построения продольных щелей на широкой стенке волновода в определенных координатных точках, формировались в пакете компьютерной алгебры Mathcad согласно (3) и (4). Полученные массивы из Mathcad экспортировались в промежуточные текстовые файлы, а из них – в интегрированный графический редактор ANSYS HFSS 3D Modeler с помощью макроса на языке VBScript.

Серию щелей на широкой стенке волновода можно создать многократным применением встроенной в ANSYS HFSS 3D Modeler операции "Duplicate". Но ввиду того, что щели расположены в шахматном порядке и, кроме того, каждая щель

имеет разное смещение относительно средней линии широкой стенки волновода, пришлось бы корректировать вручную параметры каждой щели. При большом количестве щелей такой способ требует множества рутинных операций, что делает создание модели весьма трудоемким. Кроме того, если делать это вручную, возрастает вероятность ошибок.

Поэтому для автоматизации процесса создания модели ВЦА были разработаны четыре макроса. Применение этих макросов не только значительно сократило временные затраты на создание модели, но и позволило оперативно менять параметры ВЦА при ее оптимизации и настройке в процессе моделирования.

Макрос № 1 позволяет в автоматическом режиме "вырезать" поочередно каждую щель на широкой стенке прямоугольного волновода по заданным координатам.

В начале скрипта объявляются используемые объекты HFSS с помощью ключевого слова Dim:

```
Dim oAnsoftApp
Dim oDesktop
Dim oProject
Dim oDesign
Dim oEditor
Dim oModule
```

Далее объектам присваиваются ссылки на функции для инициализации скрипта и восстанавливается окно САПР:

```
Set oAnsoftApp = _
CreateObject ("Ansoft.Electronics Desktop")
Set oDesktop = oAnsoftApp.GetAppDesktop()
oDesktop.RestoreWindow
Set oProject = _
oDesktop.SetActiveProject("Project1.5")
Set oDesign = _
oProject.SetActiveDesign ("HFSSDesign1")
```

С помощью функции oProject.ChangeProperty создаются глобальные переменные проекта, которые будут использованы во всех разработанных макросах. Эти переменные размещаются в секции "Project Variables":

```
'$SizeX – размер щели по координате x;
'$SizeY – размер щели по координате y;
'$SizeZ – размер щели по координате z;
'$PosY – положение щели по координате y;
oProject.ChangeProperty _
Array("NAME:AllTabs", _
Array("NAME:ProjectVariableTab", _
Array ("NAME:PropServers", "ProjectVariables"), _
Array ("NAME:NewProps", _
```

```
Array("NAME:$SizeX", "PropType:=", "VariableProp", _  
"UserDef:=", true, "Value:=", "1mm"), _  
Array("NAME:$SizeY", "PropType:=", "VariableProp", _  
"UserDef:=", true, "Value:=", "8mm") _  
Array("NAME:$SizeZ", "PropType:=", "VariableProp", _  
"UserDef:=", true, "Value:=", "13.889mm") _  
Array("NAME:$PosX", "PropType:=", "VariableProp", _  
"UserDef:=", true, "Value:=", "5mm"))))
```

Затем формируются необходимые операции для инициализации чтения текстовых файлов с массивами координат:

```
Set FSO = CreateObject("Scripting.FileSystemObject")  
Set xfile = _  
fso.OpenTextFile("E:\SUBARRAYS\VBS\x_89.txt",1)  
Set zfile = _  
fso.OpenTextFile("E:\UBARRAYS\VBS\z_89.txt",1)
```

Для чтения текстовых файлов использован цикл Do...Until, на каждом шаге которого построчно считываются координаты щелей по осям x и z и записываются в строковые переменные XMAS и ZMAS соответственно:

```
k = 0  
XMAS=""  
Do  
xF = (xfile.ReadLine)  
if k=0 then  
XMAS=XMAS&xF  
else  
XMAS=XMAS&" "&xF  
end if  
k = k + 1  
Loop Until xfile.AtEndOfStream  
xfile.Close  
XMAS=XMAS&""]"
```

```
k = 0  
ZMAS=""  
Do  
zF = (zfile.ReadLine)  
if k=0 then  
ZMAS=ZMAS&zF  
else  
ZMAS=ZMAS&" "&zF  
end if  
k = k + 1  
Loop Until zfile.AtEndOfStream  
zfile.Close  
ZMAS=ZMAS&""]"  
NS=k-1
```

После окончания считывания координат щелей в счетчике содержится их количество NS, которое с помощью функции oProject.ChangeProperty присваивается глобальной переменной \$NumSlot, необходимой для использования в других макросах.

Кроме того, с помощью функции oProject.ChangeProperty создаются глобальные переменные \$PosX и \$PosZ. Этим переменным присваиваются значения переменных XMAS и ZMAS, и они помещаются в секцию "Project Variables" в HFSS:

```
'$PosX – положения щелей по координате x (массив);  
'$PosZ – положения щелей по координате z (массив);  
'$NumSlot – количество щелей;  
oProject.ChangeProperty _  
Array("NAME:AllTabs", _  
Array("NAME:ProjectVariableTab", _  
Array("NAME:PropServers", "ProjectVariables"), _  
Array("NAME:NewProps", _  
Array("NAME:$PosX", "PropType:=", "VariableProp", _  
"UserDef:=", true, "Value:=", XMAS), _  
Array("NAME:$PosZ", "PropType:=", "VariableProp", _  
"UserDef:=", true, "Value:=", ZMAS), _  
Array("NAME:$NumSlot", "PropType:=", "VariableProp", _  
"UserDef:=", true, "Value:=", NS))))
```

После извлечения координат из текстовых файлов необходимо использовать ANSYS HFSS 3D Modeler для построения объектов Slot1, Slot2, Slot3, ... – прямоугольные параллелепипеды из вакуума с заданными размерами по трем координатным осям (глобальные переменные \$SizeX, \$SizeY, \$SizeZ):

```
Set oEditor = oDesign.SetActiveEditor("3D Modeler")  
for i=0 to NS  
oEditor.CreateBox _  
Array("NAME:BoxParameters", _  
"XPosition:=", "$PosX["&i&"]", _  
"YPosition:=", "$PosY", _  
"ZPosition:=", "$PosZ["&i&"]", _  
"XSize:=", "$SizeX", "YSize:=", "$SizeY", _  
"ZSize:=", "$SizeZ"), _  
Array("NAME:Attributes", "Name:=", "Slot" &i, _  
"Flags:=", "", "Color:=", "(143 175 143)", _  
"Transparency:=", 0, "PartCoordinateSystem:=", _  
"Global", "UDMId:=", "", "MaterialValue:=", _  
"" & Chr(34) & "vacuum" & Chr(34) & "", _  
"SolveInside:=", true, "IsMaterialEditable:=", true)  
next
```



```

Построенные объекты Slot1, Slot2, Slot3, ...
необходимо вырезать из объекта Waveguide (вол-
новод с идеально проводящими стенками, идеально
проводящей заглушкой и волноводным портом):
Set oEditor = oDesign.SetActiveEditor("3D Modeler")
for i=0 to NS
oEditor.Subtract _
Array("NAME:Selections", "Blank Parts:=",
"WAVEGUIDE", "Tool Parts:=", "Slot" & i), _
Array("NAME:SubtractParameters", "KeepOrig-
inals:=", false)
next

```

Как видно из текста макроса, аргументами функции `oEditor.CreateBox` являются не значения геометрических размеров щели, а их идентификаторы, представленные в виде глобальных переменных, что в дальнейшем позволит использовать модули параметризации (Parametrics), оптимизации (Optimetrics), а также позволит выполнить анализ чувствительности антенны к производственным допускам (Sensitivity).

Макрос № 1 позволяет построить многощелевую ВЩА с минимальными временными затратами. Операции по созданию объекта Waveguide, идеально проводящей заглушки и волноводного порта не включены в макрос преднамеренно. Эти компоненты создавались вручную в графическом редакторе ANSYS HFSS 3D Modeler, поскольку их геометрия, размеры и координаты остаются неизменными, а автоматически с помощью макроса создаются многочисленные повторяющиеся объекты. Конечно, в случае необходимости построение указанных объектов может быть добавлено в макрос.

Макрос № 2 удаляет исходные щели, созданные с помощью макроса № 1. Это бывает необходимо в процессе настройки или оптимизации ВЩА при изменении одного из параметров (например, числа щелей, их положения и размеров).

Например, для обеспечения заданной ширины ДН в H -плоскости из (1) было получено необходимое число щелей $N = 92$. Для указанного числа щелей были рассчитаны координаты и построена модель ВЩА. После проведенного моделирования в САПР Ansys HFSS было установлено, что полученная ДН (рис. 2) имеет более узкую ширину, чем задано в техническом задании (ТЗ). Так, на рис. 2 ширина ДН по уровню -3 дБ составляет $d_{92} = 0.98^\circ$.

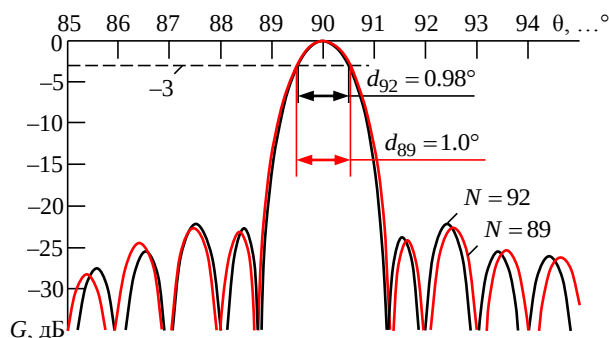


Рис. 2. Диаграмма направленности волноводно-щелевой антенны

Fig. 2. Radiation pattern of the slotted waveguide antenna

Для достижения требуемой ширины ДН в H -плоскости в 1.0° число щелей потребовалось сократить до 89. Для этого необходимо с помощью макроса № 2 удалить ранее построенные 92 щели, а затем вырезать 89 щелей с новыми координатами с помощью макроса № 1.

Рассмотрим макрос для удаления щелей, опустив блоки инициализации и описания переменных, содержание которых аналогично использованным в макросе № 1.

В блок описания переменных добавим два вспомогательных массива:

```
Dim WGD(2), SS()
```

Кроме того, воспользуемся функцией `oProject.GetVariableValue` для присвоения переменной NS (количество щелей) значения глобальной переменной \$NumSlot, определенной в предыдущем макросе:

```
NS=oProject.GetVariableValue("$NumSlot")
```

Выполним цикл для заполнения вспомогательного массива SS номерами операций по созданию щелей:

```
for i=0 to NS
```

```
Redim Preserve SS(i)
```

```
SS(i)=6+i
```

```
next
```

Для корректного выполнения макроса создадим массив WGD, включающий в себя требуемое описание операций по созданию щелей, а также вызовем функцию `oEditor.DeleteOperation`, которая удаляет все операции по "вырезанию" щелей из широкой стенки волновода:

```
WGD(0)="NAME:WAVEGUIDE"
```

```
WGD(1)="OperationIndices:="
```

```
WGD(2)=SS
```

```
oEditor.DeleteOperation Array("NAME:Parameters", _
```

```
Array("NAME:PartOperations", WGD), _
```

```
Array("NAME:UDMOperations"))
```

После этого необходимо последовательно удалить прямоугольные параллелепипеды, использованные для построения щелей:

```
DelSlot=""  
for i=0 to NS-1  
DelSlot=DelSlot&"Slot"&i&","  
next  
DelSlot=DelSlot&"Slot"&i  
oEditor.Delete Array("NAME:Selections", _  
"Selections:=", DelSlot)
```

Важно отметить отсутствие функции определения уникальных номеров операций, связанных с геометрическими объектами в ANSYS HFSS. В связи с этим значения, устанавливаемые в массиве SS, могут отличаться в зависимости от порядка операций, использованных при построении ВЩА.

После этого в HFSS из секции "Project Variables" нужно удалить глобальные переменные, созданные в макросе № 1:

```
oProject.ChangeProperty _  
Array("NAME:AllTabs", _  
Array("NAME:ProjectVariableTab", _  
Array("NAME:PropServers", "ProjectVariables"), _  
Array("NAME:DeletedProps", "$SizeX", "$SizeY", _  
"$SizeZ", "$PosX", "$PosY", "$PosZ", "$NumSlot")))
```

Если этого не сделать, то при повторном запуске макроса № 1 возникнет конфликтная ситуация при попытке создания этих же глобальных переменных, уже имеющих в секции "Project Variables".

На рис. 2 красной линией представлена ДН, полученная после последовательного выполнения операций удаления ранее вырезанных щелей (операция реализована макросом № 2 при $N = 92$) с последующим вырезанием 89 щелей при помощи макроса № 1. Из рисунка видно, что ширина ДН стала $d_{89} = 1^\circ$, что совпадает с требованиями ТЗ.

Для контроля реализованного распределения поля ВЩА в ближней зоне в HFSS предусмотрен его вывод вдоль заданной линии. Можно было бы задать такую линию по продольной оси волновода. Но поскольку все щели в данном случае смещены относительно средней линии широкой стенки волновода, полученное вдоль такой линии распределение ближнего поля ВЩА будет недовосточерным. Для анализа этого поля необходимо построить ломаную линию, проходящую вдоль продольной оси ВЩА и состоящую из отрезков прямых линий, проходящих по центру каждой щели параллельно ее длинной стороне. Такую линию позволяет построить **макрос № 3**.

Блок инициализации макроса № 3 аналогичен соответствующему блоку в макросах № 1 и 2.

Единственное, что нужно добавить в этом блоке – описание необходимых динамических массивов:

```
dim PolylinePoints(), PolylineSegments()
```

В этом макросе использованы глобальные переменные проекта, заданные в секции "Project Variables":

'\$dY – положение ломаной линии по координате y;

'\$SizeX – ширина щели (по координате x);

'\$SizeZ – длина щели (по координате z).

Как и в предыдущем макросе, используем функцию oProject.GetVariableValue для присвоения переменной NS (количество щелей) значения глобальной переменной \$NumSlot, заданной в секции "Project Variables":

```
NS=oProject.GetVariableValue("$NumSlot")
```

Формируем массивы координат начала и конца каждого звена ломаной линии для функции oEditor.CreatePolyline:

```
Redim Preserve PolylinePoints(0)  
PolylinePoints(0)="NAME:PolylinePoints"  
for i=0 to NS  
Redim Preserve PolylinePoints(2*i+2)  
PolylinePoints(2*i+1)=Array("NAME:PLPoint", _  
"X:=", "$PosX["&i&"]"&"+"$SizeX/2", "Y:=", "$dY", _  
"Z:=", "$PosZ["&i&"]")  
PolylinePoints(2*i+2)=Array("NAME:PLPoint", _  
"X:=", "$PosX["&i&"]"&"+"$SizeX/2", "Y:=", "$dY", _  
"Z:=", "$PosZ["&i&"]"&"+"$SizeZ")  
next
```

next

Формируем массив звеньев ломаной линии функции oEditor.CreatePolyline:

```
Redim Preserve PolylinePoints(0)  
PolylinePoints(0)="NAME:PolylinePoints"  
for i=0 to NS  
Redim Preserve PolylinePoints(2*i+2)  
PolylinePoints(2*i+1)=Array("NAME:PLPoint", _  
"X:=", "$PosX["&i&"]"&"+"$SizeX/2", "Y:=", "$dY", _  
"Z:=", "$PosZ["&i&"]")  
PolylinePoints(2*i+2)=Array("NAME:PLPoint", _  
"X:=", "$PosX["&i&"]"&"+"$SizeX/2", "Y:=", "$dY", _  
"Z:=", "$PosZ["&i&"]"&"+"$SizeZ")  
next
```

next

Вызываем функцию oEditor.CreatePolyline, аргументами которой являются созданные массивы вершин и звеньев:

```
Set oEditor = oDesign.SetActiveEditor("3D Modeler")  
oEditor.CreatePolyline _
```

```
Array ("NAME:PolylineParameters", _
"IsPolylineCovered:=", true, _
"IsPolylineClosed:=", false, _
PolylinePoints, PolylineSegments, _
Array("NAME:PolylineXSection", _
"XSectionType:=", "None", _
"XSectionOrient:=", "Auto", _
"XSectionWidth:=", "0mm", _
"XSectionTopWidth:=", "0mm", _
"XSectionHeight:=", "0mm", _
"XSectionNumSegments:=", "0", _
"XSectionBendType:=", "Corner")), _
Array("NAME:Attributes", "Name:=", "Polyline2", _
"Flags:=", "", "Color:=", "(132 132 193)", _
"Transparency:=", 0, _
"PartCoordinateSystem:=", "Global", "UDMId:=", "", _
"MaterialValue:=", "" & Chr(34) & "vacuum" & _
Chr(34) & "", "SolveInside:=", true)
```

Результатом выполнения данного макроса является ломаная линия (рис. 3). Прямолинейные отрезки линии проходят над центрами щелей на высоте 1 мм от широкой стенки волновода, что позволяет использовать ее для вывода ближнего поля ВПЦА "Near field" (рис. 4).

Макрос № 4 позволяет строить наклонные щели на узкой стенке прямоугольного волновода по заданным углам наклона щелей.

Эквивалентная нормированная проводимость n -й наклонной щели на узкой стенке прямоугольного волновода может быть определена по формуле [11]

$$g_n = \frac{30}{73\pi} \frac{\lambda_B}{\lambda} \frac{\lambda^4}{a^3 b} \left[\frac{\sin \alpha_n \cos \left(\frac{\pi \lambda}{2 \lambda_B} \sin \alpha_n \right)}{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_B} \sin \alpha_n \right)^2} \right]^2, \quad (5)$$

где α_n – угол поворота n -й щели относительно вертикальной оси.

Процедура построения щелей в данном случае аналогична построению щелей с помощью макроса № 1, т. е. сначала в пакете компьютерной алгебры Mathcad координаты щелей z_n , α_n рассчитываются с использованием энергетического метода и выражений (3) и (5), а затем из Mathcad экспортируются в текстовые файлы.

В начале скрипта объявляются используемые объекты HFSS с помощью ключевого слова Dim:

```
Dim oAnsoftApp
Dim oDesktop
Dim oProject
Dim oDesign
Dim oEditor
Dim oModule
```

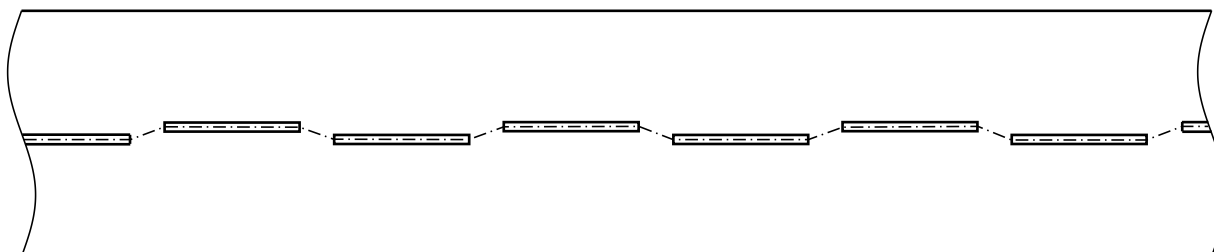


Рис. 3. Ломаная линия над волноводно-щелевой антенной

Fig. 3. Polyline above the slotted waveguide antenna

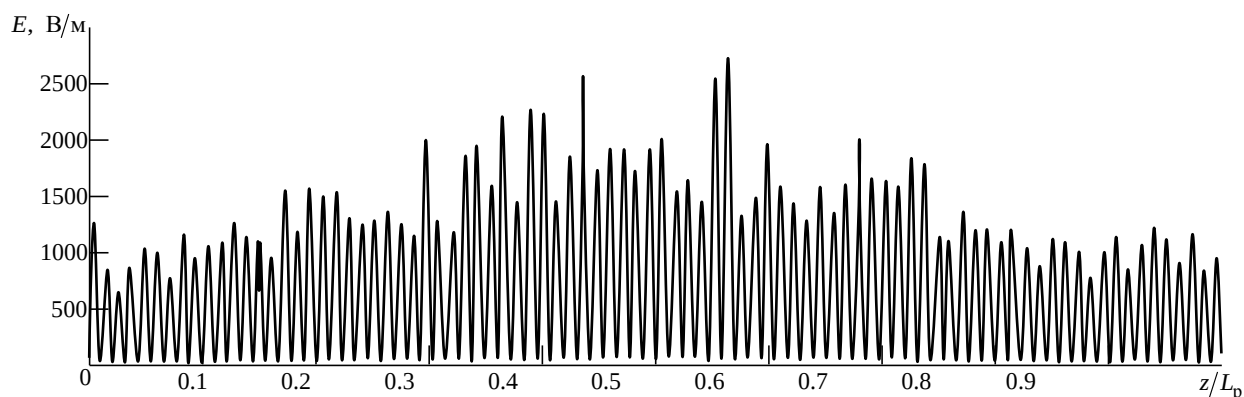


Рис. 4. Распределение поля волноводно-щелевой антенны в ближней зоне

Fig. 4. Near field distribution of the slotted waveguide antenna

Далее объектам присваиваются ссылки на функции для инициализации скрипта и восстановления окна САПР:

```
Set oAnsoftApp = _  
CreateObject("Ansoft.ElectronicsDesktop")  
Set oDesktop = _  
oAnsoftApp.GetAppDesktop()  
oDesktop.RestoreWindow  
Set oProject = _  
oDesktop.SetActiveProject("Project1.5")  
Set oDesign = _  
oProject.SetActiveDesign("HFSSDesign1")
```

С помощью функции oProject.ChangeProperty создаем следующие глобальные переменные проекта и помещаем их в секцию "Project Variables" в HFSS:

```
oProject.ChangeProperty Array("NAME:AllTabs", _  
Array("NAME:ProjectVariableTab", _  
Array("NAME:PropServers", "ProjectVariables"), _  
Array("NAME:NewProps", _  
Array("NAME:$SizeX", "PropType:=", _  
"VariableProp", "UserDef:=", true, _  
"Value:=", "1.945mm"), _  
Array("NAME:$SizeY", "PropType:=", _  
"VariableProp", "UserDef:=", true, _  
"Value:=", "1mm"), _  
Array("NAME:$SizeZ", "PropType:=", "VariableProp", _  
"UserDef:=", true, "Value:=", "13.889mm") _  
Array("NAME:$PosX", "PropType:=", _  
"VariableProp", "UserDef:=", true, _  
"Value:=", "5mm"), _  
Array("NAME:$PosY", "PropType:=", _  
"VariableProp", "UserDef:=", true, "Value:=", "11.5mm"))))
```

Далее идет блок макроса для инициализации чтения текстовых файлов с массивами координат:

```
Set FSO = CreateObject("Scripting.FileSystemObject")  
Set afile = fso.OpenTextFile("a_88=1sub.txt", 1)  
Set zfile = fso.OpenTextFile("z_88=1sub.txt", 1)
```

Считывание текстовых файлов выполняется с помощью цикла Do...Until, на каждом шаге которого построчно считываются координаты щелей по оси z и угол поворота щелей α и записываются в строковые переменные ZMAS и AMAS соответственно:

```
k = 0  
AMAS=""  
Do  
xF = (afile.ReadLine)  
if k=0 then  
AMAS=AMAS&xF
```

```
else  
AMAS=AMAS&","&xF  
end if  
k = k + 1  
Loop Until afile.AtEndOfStream  
afile.Close  
AMAS=AMAS&"]"  
k = 0  
ZMAS=""  
Do  
zF = (zfile.ReadLine)  
if k=0 then  
ZMAS=ZMAS&zF  
else  
ZMAS=ZMAS&","&zF  
end if  
k = k + 1  
Loop Until zfile.AtEndOfStream  
zfile.Close  
ZMAS=ZMAS&"]"  
В переменную NS заносится число щелей:  
NS=k-1
```

С помощью функции oProject.ChangeProperty создаем глобальные переменные \$PosA, \$PosZ и \$NumSlot, которым присваиваются значения переменных AMAS, ZMAS и NS, и помещаем их в секцию "Project Variables" в HFSS:

```
oProject.ChangeProperty Array("NAME:AllTabs", _  
Array("NAME:ProjectVariableTab", _  
Array("NAME:PropServers", "ProjectVariables"), _  
Array("NAME:NewProps", _  
Array("NAME:$PosA", "PropType:=", "VariableProp", _  
"UserDef:=", true, "Value:=", AMAS), _  
Array("NAME:$PosZ", "PropType:=", "VariableProp", _  
"UserDef:=", true, "Value:=", ZMAS), _  
Array("NAME:$NumSlot", "PropType:=", "VariableProp", _  
"UserDef:=", true, "Value:=", NS )))
```

После извлечения координат из текстовых файлов необходимо использовать ANSYS HFSS 3D Modeler для построения объектов Slot1, Slot2, Slot3, ... – прямоугольных параллелепипедов из вакуума с заданными размерами по трем координатным осям (глобальные переменные \$SizeX, \$SizeY, \$SizeZ):

```
Set oEditor = oDesign.SetActiveEditor("3D Modeler")  
for i=0 to NS  
oEditor.CreateBox _  
Array("NAME:BoxParameters", _  
"XPosition:=", "$PosX", "YPosition:=", "$PosY", _
```

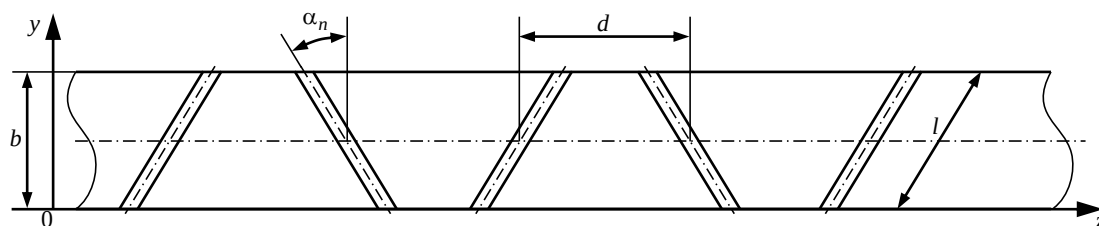


Рис. 5. Модель волноводно-щелевой антенны с встречно-наклонными щелями на узкой стенке волновода

Fig. 5. Slotted waveguide antenna with inclined slots in the narrow wall of the rectangular waveguide

```
"ZPosition:=", "$PosZ["&i&"]", _
"XSize:=", "$SizeX", "YSize:=", "$SizeY", _
"ZSize:=", "$SizeZ"), _
Array("NAME:Attributes", "Name:=", "Slot" &i, _
"Flags:=", "", "Color:=", "(143 175 143)", _
"Transparency:=", 0, "PartCoordinateSystem:=", _
"Global", "UDMId:=", "", "MaterialValue:=", _
", "" & Chr(34) & "vacuum" & Chr(34) & "", _
"SolveInside:=", true, "IsMaterialEditable:=", true)
```

next

Построенные объекты Slot1, Slot2, Slot3, ... необходимо повернуть на заданный угол. Для этого на каждом шаге цикла, формирующего очередную щель, сначала с помощью функции oEditor.SetWCS система координат переключается на глобальную, затем с помощью функции oEditor.CreateRelativeCS создается локальная система координат, начало которой совпадает с центром щели. Далее происходит переключение на созданную локальную систему координат и после этого щель поворачивается на угол, заданный массивом \$PosA. В данном массиве углы заданы в градусах, однако при импорте данных значения углов становятся безразмерными и воспринимаются в ANSYS HFSS 3D Modeler как радианы. В связи с этим необходимо перевести значения элементов массива \$PosA из градусов в радианы:

```
Set oEditor = oDesign.SetActiveEditor("3D Modeler")
```

```
for i=0 to NS
```

```
oEditor.SetWCS Array("NAME:SetWCS Parameter", _
"Working Coordinate System:=", "Global", _
"RegionDepCSOk:=", false)
```

```
oEditor.CreateRelativeCS _
```

```
Array("NAME:RelativeCSPParameters", _
```

```
"Mode:=", "Axis/Position", _
```

```
"OriginX:=", "$PosX", "OriginY:=", "$PosY+$SizeY/2", _
```

```
"OriginZ:=", "$PosZ["&i&"]+$SizeZ/2", _
```

```
"XAxisXvec:=", "1", "XAxisYvec:=", "0", _
```

```
"XAxisZvec:=", "0", "YAxisXvec:=", "0", _
```

```
"YAxisYvec:=", "1", "YAxisZvec:=", "0"), _
```

```
Array("NAME:Attributes", "Name:=", "RelativeCS"&i)
```

```
oEditor.SetWCS Array("NAME:SetWCS Parameter", _
```

```
"Working Coordinate System:=", "RelativeCS"&i, _
```

```
"RegionDepCSOk:=", false)
```

```
oEditor.Rotate _
```

```
Array("NAME:Selections", "Selections:=", "Slot" &i, _
```

```
"NewPartsModelFlag:=", "Model"), _
```

```
Array("NAME:RotateParameters", "RotateAxis:=", _
```

```
"X", "RotateAngle:=", "3.1415*(90-$PosA["&i&"])/180")
```

next

Теперь необходимо вырезать из объекта Waveguide повернутые щели с помощью функции oEditor.Subtract:

```
for i=0 to NS
```

```
oEditor.Subtract _
```

```
Array("NAME:Selections", "Blank Parts:=", _
```

```
"WAVEGUIDE", "Tool Parts:=", "Slot" &i), _
```

```
Array("NAME:SubtractParameters", _
```

```
"KeepOriginals:=", false)
```

next

Модель антенны со встречно-наклонными щелями, построенная с использованием макроса № 4, представлена на рис. 5.

Закключение. Таким образом, на примерах показано, что применение описанных макросов позволяет автоматизировать процесс создания модели ВЩА и отказаться от выполнения рутинных операций по созданию и удалению однотипных объектов при работе с моделями в САПР Ansys HFSS.

Для написания кода VBScript и его сопряжения с HFSS требуется значительно меньше усилий по сравнению с построением вручную всех элементов, число которых может достигать десятков, сотен или даже тысяч. Макросы выполняют трудоемкую работу и позволяют разработчику сосредоточиться на вопросах проектирования антенны и осмыслении полученных результатов, а не на построении модели в HFSS.

Список литературы

1. Пластиков А. Н. Автоматизация процесса проектирования антенн и устройств СВЧ в современных программных комплексах электродинамического моделирования. Ч. 1: Логопериодическая вибраторная антенна // Современная электроника. 2012. № 3. С. 64–67. URL: <https://303421.selcdn.ru/soel-upload/clouds/1/iblock/d3c/d3cc1553cebbe4a66c7279ef51a41b6c/20120364.pdf> (дата обращения 18.12.2019).
2. Пластиков А. Н. Автоматизация процесса проектирования антенн и устройств СВЧ в современных программных комплексах электродинамического моделирования. Ч. 2: Особенности моделирования ЛПВА в среде CST Microwave Studio // Современная электроника. 2012. № 4. С. 52–56. URL: <https://303421.selcdn.ru/soel-upload/clouds/1/iblock/a5d/a5d21ea489e8c7f64f43bcf7ef08eac4/20120452.pdf> (дата обращения 18.12.2019).
3. Пластиков А. Н. Автоматизация процесса проектирования антенн и устройств СВЧ в современных программных комплексах электродинамического моделирования. Ч. 3: Полосно-пропускающий СВЧ-фильтр на сосредоточенных элементах // Современная электроника. 2012. № 6. С. 54–59. URL: <https://303421.selcdn.ru/soel-upload/clouds/1/iblock/b30/b30f0a99cee5ca1a9573f671ce8180bc/20120654.pdf> (дата обращения 18.12.2019).
4. Пластиков А. Н. Автоматизация процесса проектирования антенн и устройств СВЧ в современных программных комплексах электродинамического моделирования. Ч. 4: Волноводный фильтр на индуктивных диафрагмах // Современная электроника. 2012. № 7. С. 58–61. URL: <https://303421.selcdn.ru/soel-upload/clouds/1/iblock/94f/94f5c572487d45e3e294038efdf7a864/20120758.pdf> (дата обращения 18.12.2019).
5. Tariq S. Automation of reflectarrays in HFSS using visual basic scripting // 2018 Texas Symp. on Wireless and Microwave Circuits and Systems (WMCS). Waco, TX, USA, 5–6 Apr. 2018. P. 1–4. doi: 10.1109/WMCaS.2018.8400640
6. EM Parametric Study of Length Matching Elements Exploiting an ANSYS HFSS Matlab-Python Driver / R. J. Sánchez-Mesa, D. M. Cortés-Hernández, J. E. Rayas-Sabnchez, Z. Brito Brito, L. de la Mora-Hernández // 2018 IEEE MTT-S Latin America Microwave Conf. (LAMC 2018). Arequipa, Peru, 12–14 Dec. 2018. P. 1–3. doi: 10.1109/LAMC.2018.8699050
7. Электродинамические расчеты в ANSYS HFSS под управлением программы, разработанной в MATLAB / И. А. Кузнецов, А. А. Курушин, А. Н. Грибанов, Г. Ф. Мосейчук, А. И. Синани // Материалы XVI Всерос. молодежной науч.-техн. конф. "Радиолокация и связь – перспективные технологии", Москва, 6 дек. 2018 г. М.: Мир науки, 2018. С. 76–81. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=37195428> (дата обращения 18.12.2019).
8. Koshkid'ko V. G., Migalin M. M. Design and investigation of a linear equidistant slotted waveguide antenna // 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). Divnomorskoe, Russia, 26–30 June 2017. P. 291–294. doi: 10.1109/RSEMW.2017.8103653
9. Koshkid'ko V. G., Migalin M. M. Frequency Performance Analysis of a Linear Equidistant Slotted Waveguide Antenna Consisting of Subarrays // 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). Divnomorskoe, Russia, 24–28 June 2019. P. 480–483. doi: 10.1109/RSEMW.2019.8792768 (дата обращения 18.12.2019).
10. Кошкидько В. Г., Мигалин М. М. Разработка линейной эквидистантной волноводно-щелевой антенной решетки и анализ ее направленных свойств // Антенны. 2018. № 2. С. 15–20. URL: <http://www.radiotec.ru/article/20424> (дата обращения 18.12.2019).
11. Воскресенский Д. И. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование антенных решеток / под ред. Д. И. Воскресенского. 4-е изд. М.: Радиотехника, 2012. 744 с.
12. Семенихин А. И., Кошкидько В. Г., Климов А. В. Проектирование зеркальных антенн с помощью пакета Mathcad. Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2016. 80 с. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=27002173> (дата обращения 18.12.2019).
13. Volakis J. L. Antenna Engineering Handbook. 4th ed. Columbus, OH, USA: McGraw-Hill Professional, 2007. 1754 p.

Информация об авторах

Кошкидько Владимир Георгиевич – кандидат технических наук (1988), доцент кафедры антенн и радиопередающих устройств (1993) Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета (г. Таганрог). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – исследования в области электромагнетизма и прикладной электродинамики (рассеяние электромагнитных волн импедансными структурами; импедансные, щелевые и микрополосковые электродинамические структуры; микрополосковые антенны; антенны с реактивными нагрузками).

Адрес: ИРСУ ЮФУ, Некрасовский пер., д. 44, г. Таганрог, Ростовская область, 347928, Россия

E-mail: kvg59@mail.ru

<http://orcid.org/0000-0003-1119-5117>

Мигалин Михаил Михайлович – бакалавр наук по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" (2018), магистрант кафедры антенн и радиопередающих устройств Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета (г. Таганрог). Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – исследование периодических антенных структур, фазированные антенные решетки и анализ диэлектрических свойств материалов.

Адрес: ИРСУ ЮФУ, Некрасовский пер., д. 44, г. Таганрог, Ростовская область, 347928, Россия

E-mail: migalin.mikhail@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0003-1600-7349>

References

1. Plastikov A. N. Automation of the Design Process of Antennas and Microwave Devices in Modern Software Systems of Electrodynamics Modeling. Pt. 1. Log-Periodic Vibrator Antenna. Modern Electronics. 2012, no. 3, pp. 64–67. Available at: <https://303421.selcdn.ru/soel-upload/clouds/1/iblock/d3c/d3cc1553cebbe4a66c7279ef51a41b6c/20120364.pdf> (accessed: 18.12.2019). (In Russ.)
2. Plastikov A. N. Automation of the Design Process of Antennas and Microwave Devices in Modern Software Systems of Electrodynamics Modeling. Pt. 2. Features of LPWA modeling in CST Microwave Studio. Modern Electronics. 2012, no. 4, pp. 52–56. Available at: <https://303421.selcdn.ru/soel-upload/clouds/1/iblock/a5d/a5d21ea489e8c7f64f43bcf7ef08eac4/20120452.pdf> (accessed: 18.12.2019). (In Russ.)
3. Plastikov A. N. Automation of the Design Process of Antennas and Microwave Devices in Modern Software Systems of Electrodynamics Modeling. Pt. 3. Bandpass Microwave Filter on Lumped Elements. Modern Electronics. 2012, no. 6, pp. 54–59. Available at: <https://303421.selcdn.ru/soel-upload/clouds/1/iblock/b30/b30f0a99cee5ca1a9573f671ce8180bc/20120654.pdf> (accessed: 18.12.2019). (In Russ.)
4. Plastikov A. N. Automation of the Design Process of Antennas and Microwave Devices in Modern Software Systems of Electrodynamics Modeling. Pt. 4. Inductive Diaphragm Waveguide Filter. Modern Electronics. 2012, no. 7, pp. 58–61. Available at: <https://303421.selcdn.ru/soel-upload/clouds/1/iblock/94f/94f5c572487d45e3e294038efdf7a864/20120758.pdf> (accessed: 18.12.2019). (In Russ.)
5. Tariq S. Automation of reflectarrays in HFSS using visual basic scripting. 2018 Texas Symp. on Wireless and Microwave Circuits and Systems (WMCS). Waco, TX, USA, 5–6 April 2018, pp. 1–4. doi: 10.1109/WMCs.2018.8400640
6. Sánchez-Mesa R. J., Cortés-Hernández D. M., Rayas-Sánchez J. E., Brito-Brito Z., de la Mora-Hernández L. EM Parametric Study of Length Matching Elements Exploiting an ANSYS HFSS Matlab-Python Driver. 2018 IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC 2018). Arequipa, Peru, 12–14 December 2018, pp. 1–3. doi: 10.1109/LAMC.2018.8699050
7. Kuznetsov I. A., Kurushin A. A., Gribanov A. N., Moseichuk G. F., Sinani A. I. Electrodynamics Calculations in ANSYS HFSS under the Control of a Program Developed in MATLAB. Radar and Communications are Promising Technologies. XVI All-Russ. Youth Scientific and Technical Conf. 6 December 2018. Moscow, *Mir Nauki*, 2018, pp. 76–81. Available at: <https://elibrary.ru/item.asp?id=37195428> (accessed: 18.12.2019). (In Russ.)
8. Koshkid'ko V. G., Migalin M. M. Design and Investigation of a Linear Equidistant Slotted Waveguide Antenna. 2017 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). Divnomorskoe, Russia, 26–30 June 2017, pp. 291–294. doi: 10.1109/RSEMW.2017.8103653
9. Koshkid'ko V. G., Migalin M. M. Frequency Performance Analysis of a Linear Equidistant Slotted Waveguide Antenna Consisting of Subarrays. 2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). Divnomorskoe, Russia, 24–28 June 2019, pp. 480–483. doi: 10.1109/RSEMW.2019.8792768
10. Koshkid'ko V. G., Migalin M. M. Design and Investigation of a Linear Equidistant Slotted Waveguide Antenna. Antennas. 2018, no. 2, pp. 15–20. Available at: <http://www.radiotec.ru/article/20424> (accessed: 18.12.2019). (In Russ.)
11. Voskresenskii D. I. *Ustroistva SVCh i anteny. Proektirovanie antennoykh reshetok* [Microwave Devices and Antennas. Antenna Design]. 4th ed. Moscow, *Radio-tekhnika*, 2012, 744 p. (In Russ.)
12. Semenikhin A. I., Koshkid'ko V. G., Klimov A. V. Proektirovanie zerkal'nykh anten s pomoshch'yu paketa Mathcad [Designing Mirror Antennas with Mathcad]. Taganrog, *Izdatel'stvo YuFU*, 2016, 80 p. (In Russ.)
13. Volakis J. L. Antenna Engineering Handbook. 4th ed. Columbus, OH, USA, McGraw-Hill Professional, 2007, 1754 p.

Information about the authors

Vladimir G. Koshkid'ko, Cand. Sci. (Eng.) (1988), Associate Professor (1993) of the Department of Antennas and Radio Transmitting Devices of Radio Engineering Systems and Control Institute of Southern Federal University, Taganrog, Russia. The author of more than 100 scientific publications. Area expertise: electromagnetics and applied electrodynamics; electromagnetic waves scattering by impedance structures; impedance, slot and microstrip electromagnetic structures; microstrip antennas; reactive loaded antennas. Address: RESCI SFU, 44 Nekrasovsky Ln., Taganrog 347928, Russia
E-mail: kvg59@mail.ru
<http://orcid.org/0000-0003-1119-5117>

Mikhail M. Migalin, Bachelor (2018), Undergraduate in Electrical Engineering of the Department of Antennas and Radio Transmitting Devices of Radio Engineering Systems and Control Institute of Southern Federal University in Taganrog, Russia. The author of 8 scientific publications. Area expertise: periodic antenna structures, antenna arrays and materials' dielectric properties analysis. Address: RESCI SFU, 44 Nekrasovsky Ln., Taganrog 347928, Russia
E-mail: migalin.mikhail@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0003-1600-7349>

Радиолокация и радионавигация

УДК 519.718.2

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-1-18-29>

Локализация ошибок в сетях из цифровых автоматов состояний

И. В. Быстрова✉, Б. П. Подкопаев

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

✉ irinavalentinovn@yandex.ru

Аннотация

Введение. Для повышения достоверности выходной информации систем радиолокации и радионавигации нередко требуется локализация узлов с ошибками в режиме реального времени. Один из самых эффективных способов решения задачи локализации состоит во введении в состав систем средств функционального диагностирования. Однако для систем, имеющих большое количество функциональных узлов, на применение этого способа накладываются ограничения: сложность решения диагностической задачи и необходимость сокращения введенной аппаратной избыточности. Пути редукции этих ограничений при решении задачи локализации в упомянутых системах исследованы в настоящей статье.

Цель работы. Разработка метода синтеза средств функционального диагностирования, решающего задачу локализации ошибок систем радиолокации и радионавигации и позволяющего снизить вычислительную трудоемкость и уменьшить аппаратные затраты.

Материалы и методы. В качестве математических моделей систем приняты сети из цифровых автоматов состояний. Представлен анализ математического описания сети из цифровых автоматов состояний, а также средств функционального диагностирования каждого компонента сети. Показана возможность преобразования совокупности известных средств функционального диагностирования сети, обеспечивающая локализацию компонента сети с ошибкой при условии его единственности.

Результаты. Предложена процедура поиска аналитических выражений, задающих контрольный автомат и дискриминатор ошибок для всей сети. Рассмотрен случай, когда исходные средства функционального диагностирования компонентов заданы скалярными функциями. Полученный результат обобщен на случай векторного задания функций упомянутых средств.

Заключение. Анализ полученных результатов при помощи оценки по критерию порядка показывает, что при увеличении числа компонентов сети выигрыш по избыточности, вносимой средствами функционального диагностирования, по сравнению с исходным вариантом, существенно растет для сети, состоящей из семи компонентов. Возможность практического применения результатов исследования показана на примере решения задачи локализации для упрощенного фрагмента устройства формирования приоритетов системы взаимной навигации летательных аппаратов.

Ключевые слова: объект диагностирования, средства функционального диагностирования, сеть из автоматов, вектор состояний, локализация ошибок, контрольный автомат, дискриминатор ошибок, функция соответствия, решающая функция

Для цитирования: Быстрова И. В., Подкопаев Б. П. Локализация ошибок в сетях из цифровых автоматов состояний // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 1. С. 18–29. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-18-29

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 02.09.2019; принята к публикации после рецензирования 11.12.2019; опубликована онлайн 28.02.2020



Fault Isolation in Network of State Automates

Irina V. Bystrova✉, Boris P. Podkopaev

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ irinavalentinovn@yandex.ru

Abstract

Introduction. In the paper a fault isolation problem in the devices combining digital unit by functional diagnostics methods is considered. Networks of state automates are accepted as mathematical models of the devices. Assumed, that functional diagnostics devices for each network component are preliminarily constructed in an optimal way and they consist of a control automata and of a fault discriminator of unit dimension.

Aim. To develop functional diagnostics method based on theoretical analysis allowing to decide fault isolation problem in networks of state automation and to reduce computational complexity and hardware redundancy.

Materials and methods. An analysis of mathematical description of a network of state automation and functional diagnostics devices for each network component was presented in terms of algebraic theory of functional diagnosis of dynamic systems. A possibility to transform the set of known functional diagnostics devices of the network was demonstrated. The possibility provided a localization of the network component with an error, if the component was unique.

Results. A searching procedure of the analytical equations determining supervision automata and fault discriminator for the whole network was proposed. The case when initial functional diagnostics devices for each network component were defined by scalar functions was considered. The obtained result was generalized to the case, when mentioned devices were defined by vector functions. The application of the described method was demonstrated in the example of construction functional diagnostics devices for simplified fragment of the device for forming priorities of mutual aircraft navigation system.

Conclusion. Estimation of results by an order criterion was obtained. It was established that with an increase in the number of network components, the reduction of intentioned redundancy by functional diagnostics devices compared with the original version increased significantly.

Keywords: diagnostic object, functional diagnosis devices, network of automates, state vector, fault isolation, supervision automata, fault discriminator, compliance function, decision function

For citation: Bystrova I. V., Podkopaev B. P. Fault Isolation in Network of State Automates. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 1, pp. 18–29. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-18-29

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 02.09.2019; accepted 11.12.2019; published online 28.02.2020

Введение. Необходимость локализации узлов с ошибками достаточно часто возникает при эксплуатации радиолокационных систем (РЛС) и радионавигационных систем (РНС), причем в свете повышения достоверности выходной информации таких систем на первое место выходит локализация таких узлов в реальном времени. Весьма эффективный способ решения этой задачи состоит во введении в состав систем средств функционального диагностирования (ФД), позволяющих избежать дорогостоящего простоя системы. Особенно целесообразно использование ФД в отказоустойчивых системах, поскольку при этом существенно снижается избыточность, обеспечивающая

достижение необходимого уровня надежности.

В технической диагностике под обнаружением ошибки (fault detection) понимается определение факта наличия нештатной ситуации, а под локализацией (fault isolation) – еще и места ее проявления в диагностируемом объекте с заданной степенью точности. В обоих случаях определен перечень обнаруживаемых ошибок (неисправностей), а во втором дополнительно и условия их локализации [1]. Часто задачи обнаружения и локализации объединяют и решают совместно. В зарубежной литературе введено специальное понятие Fault Detection And Isolation (FDI). В отечественных работах по тематике ФД они часто

Локализация ошибок в сетях из цифровых автоматов состояний

Fault Isolation in Network of State Automates

трактуются как две разновидности общей диагностической задачи. Так, в [2] анализируются методы обнаружения и локализации отказов, основанные на использовании аналитической избыточности математической модели технической системы. В [3, 4] задача FDI для линейных дискретных систем решается с помощью наблюдателей состояний и специальных разновидностей фильтров Калмана. Вопросы локализации ошибок динамических систем освещены в [5–7].

Целью настоящей статьи является решение задачи ФД применительно к объектам диагностирования, математическая модель которых представляет собой сеть из цифровых автоматов. Устройства обработки и генерации сигналов, управления и отображения в современных РЛС и РНС, как правило, представляют собой совокупности цифровых узлов, соединенных магистралями, т. е. укладываются в рамки рассматриваемых объектов. Последние, в свою очередь, являются частным случаем сетей из динамических систем с дискретным временем, поэтому решение диагностических задач для объектов в составе РЛС и РНС следует рассматривать с позиций математической теории ФД динамических систем [8, 9].

Поскольку сеть из конечных автоматов также является конечным автоматом, решить диагностическую задачу для нее теоретически можно, используя известные методы синтеза средств ФД [9, 10]. Однако на практике такое решение наталкивается на 2 препятствия. Во-первых, надо от задания сети как совокупности заданий ее компонентов и связей между ними, в котором функция динамики (переходов) сети задана неявно, перейти к явному заданию последней, что само по себе достаточно сложно. Во-вторых, порядок (размерность) автомата, задающего сеть, будет в несколько раз больше порядков ее компонентов, и, поскольку сложность синтеза средств ФД при увеличении порядка растет, как минимум, по экспоненте, решение задачи становится невозможным из-за чрезмерных вычислительных затрат.

По указанным причинам устройства ФД приходится синтезировать индивидуально для каждого компонента, а средства ФД сети считать композицией средств ФД всех компонентов. При этом гарантируется обнаружение ошибок, распределенных по сети произвольно, в том числе и искажающих результаты работы всех компонентов одновременно. Кроме того, компоненты, в которых произошли ошибки, легко локализуются. Однако такое решение часто оказывается избыточным, поскольку вероятность появления ошибок сразу в нескольких компонентах сети мала. Поэтому основной задачей в рамках настоящей статьи является разработка метода синтеза средств ФД для сетей из автоматов состояний, позволяющего уменьшить вводимую избыточность ценой исключения из рассмотрения маловероятных ошибок применительно к упомянутым случаям. Далее предложены простые и эффективные алгоритмы для решения задачи ФД (FDI) цифровых сетей, причем при справедливости условий постановки задачи они обеспечивают минимальность решения по критерию порядка.

Объект диагностирования. Как уже отмечалось, в качестве объектов диагностирования в настоящей статье рассматриваются сети из цифровых автоматов. Для простоты считается, что компонентами сети являются автоматы без выходного логического преобразователя, т. е. автоматы состояний. В этом случае каждый i -й автомат-компонент сети задается тройкой $A_i = (X_i, Q_i, \delta_i)$, в которой $X_i = \{x_i\}$ – множество входных воздействий (входов) автомата; $Q_i = \{q_i\}$ – множество его состояний; $\delta_i = \delta_i(x_i, q_i)$ – функция переходов (динамики) A_i , причем X_i и Q_i суть множества двоичных векторов; δ_i – векторная булева (логическая) функция [11].

Диагностируемая сеть, образованная как композиция A_i (рис. 1), также является цифровым

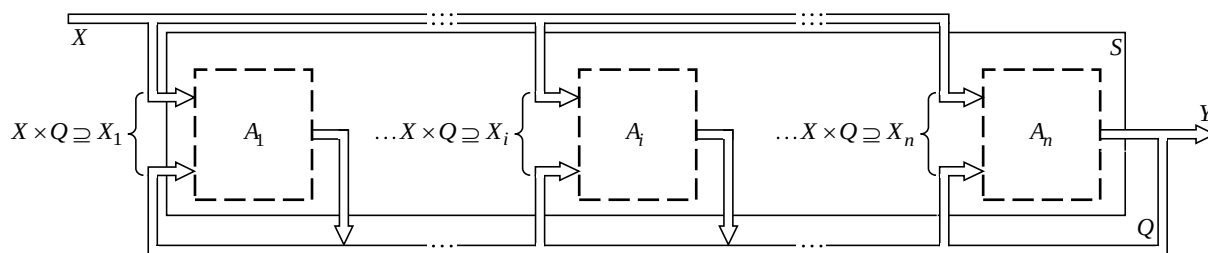


Рис. 1. Диагностируемая сеть

Fig. 1. Network under diagnostic

автоматом состояний $S = (X, Q, \delta)$. Множество состояний сети образуется декартовым произведением всех множеств состояний ее компонентов, т. е.

$Q = \times_{i=1}^n Q_i$, где n – число компонентов S , а вектор

$\mathbf{q} \in Q$ есть вектор вида $\mathbf{q} = (\mathbf{q}_1, \dots, \mathbf{q}_i, \dots, \mathbf{q}_n)$.

Вектор входа сети $\mathbf{x} \in X$ образуется по аналогии с ее вектором состояний, но включает в себя только внешние (не зависящие от $\mathbf{q}$) компоненты $\mathbf{x}_i$, поэтому мощность множества X меньше

мощности декартова произведения $\times_{i=1}^n X_i$. Век-

торная булева функция переходов сети является композицией всех функций переходов компонентов: $\delta = (\delta_1, \dots, \delta_i, \dots, \delta_n)$ [12].

Постановка задачи диагностирования. Положим, что для каждого автомата A_i сети S в соответствии с базовой формой ФД [13] оптимальным образом построены средства диагностирования. В их структуру входят:

– объект диагностирования $A_i = (X_i, Q_i, \delta_i)$;

– контрольный автомат $A_{Ki} = (X_{Ki}, Q_{Ki}, \delta_{Ki})$,

который функционирует синхронно с автоматом A_i ;

– безынерционный функциональный преобразователь, называемый дискриминатором ошибок D_i . Последний состоит из двух узлов: вычислителя векторной функции соответствия $\mathbf{r}_i(\mathbf{q}_i)$ и устройства сравнения $\otimes$, на выходе которого формируется бинарная решающая функция $\varepsilon_i[\mathbf{r}_i(\mathbf{q}_i), \mathbf{q}_{Ki}]$ (рис. 2).

Контрольный автомат $A_{Ki} = (X_{Ki}, Q_{Ki}, \delta_{Ki})$ отслеживает состояния исходного автомата $A_i = (X_i, Q_i, \delta_i)$ с точностью, достаточной для обнаружения в последнем ошибок заданного класса E_j , причем входом A_{Ki} является композиция из элементов $\mathbf{x}_i \in X_i$ и $\mathbf{q}_i \in Q_i$.

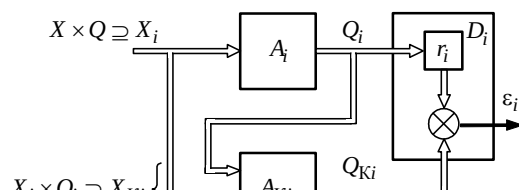


Рис. 2. Устройство сравнения

Fig. 2. Comparison device

Размерность векторов $\mathbf{q}_{Ki} \in Q_{Ki}$ не превышает размерности $\mathbf{q}_i \in Q_i$, а множество входов контрольного автомата A_{Ki} есть подмножество декартова произведения $X_i \times Q_i$, в котором $X_i \subseteq X \times Q$, тогда $X_{Ki} \subseteq X \times Q \times Q_i$, т. е. в общем случае функция переходов δ_{Ki} кроме $\mathbf{q}_{Ki}$ зависит еще от трех внешних по отношению к A_{Ki} аргументов: $\mathbf{x}$, $\mathbf{q}$ и $\mathbf{q}_i$.

Дискриминатор ошибок D_i есть логическая схема, в которой вычисляется функция соответствия $\mathbf{r}_i(\mathbf{q}_i)$, значение которой при отсутствии ошибок в A_i и A_{Ki} всегда равно значению $\mathbf{q}_{Ki} \in Q_{Ki}$.

При появлении ошибки заданного класса упомянутое равенство нарушается, что позволяет ее обнаружить. Для этого в устройстве сравнения генерируется некоторая бинарная решающая функция $\varepsilon_i[\mathbf{r}_i(\mathbf{q}_i), \mathbf{q}_{Ki}]$, значение которой при несправедливости соотношения $\mathbf{r}_i(\mathbf{q}_i) = \mathbf{q}_{Ki}$ инвертируется. Обычно считают, что при отсутствии ошибок она должна равняться нулю, а при их появлении – единице.

Поскольку средства ФД построены для каждого компонента сети индивидуально, обнаружение ошибок сопровождается их локализацией с точностью до компонента сети, причем ошибки во всех компонентах могут быть локализованы одновременно.

Рассматриваемая сеть S , как и ее компоненты A_i , представляет собой цифровой автомат состояний, поэтому решение задачи ФД для нее тоже можно найти в базовой форме. Последняя, по аналогии с предыдущей (рис. 2), должна включать в себя объект диагностирования S , контрольную систему (автомат) S_K и дискриминатор ошибок D . Сеть S как состоящая из всех A_i , определена, S_K и D нужно синтезировать, преобразуя совокупности известных A_{Ki} и D_i в S_K и D соответственно, причем способ преобразования существенно зависит от класса ошибок, подлежащих обнаружению и локализации.

Отметим, что упомянутый класс не может быть шире объединения классов ошибок, локализуемых с помощью A_{Ki} и D_i , причем уменьшение затрат на ФД может произойти только за счет его сужения.

Исходя из изложенного, задачу, рассматриваемую в настоящей статье, можно поставить следующим образом.

Пусть n цифровых автоматов состояний A_i образуют сеть S и для каждого автомата сети оптимальным образом решена задача ФД в базовой форме, т. е. синтезированы совокупности контрольных автоматов A_{Ki} и дискриминаторов ошибок D_i . Построить в той же форме средства ФД для всей сети так, чтобы входящая в нее контрольная система S_K имела минимальный порядок и совместно с дискриминатором ошибок D обеспечивала обнаружение и локализацию ошибок в произвольном, но единственном компоненте сети.

Решение задачи ФД. Для решения поставленной задачи нужно найти 3 логические функции, определяющие вид контрольной системы S_K и дискриминатора ошибок D . Во-первых, функцию соответствия $\mathbf{r}(\mathbf{q})$. В общем случае она является векторной и, с одной стороны, синтезируется исходя из класса обнаруживаемых ошибок, а с другой – задает вектор состояния S_K , так как при отсутствии ошибок в сети $\mathbf{q}_K = \mathbf{r}(\mathbf{q})$. Во-вторых, решающую функцию $\varepsilon[\mathbf{r}(\mathbf{q}), \mathbf{q}_K]$, вид которой характеризует способ фиксации ошибок и глубину их локализации. При обнаружении ошибок она может быть скалярной даже в случае многократных ошибок [14], локализация с необходимостью требует ее векторности. В-третьих, также в общем случае векторную, функцию переходов $\delta_K(\mathbf{x}_K, \mathbf{q}_K)$ системы S_K . Первые две функции определяют дискриминатор ошибок D_i , вторая и третья – контрольную систему S_K .

Прежде всего, преобразуя известную совокупность решающих функций для A_i , найдем решающую функцию ε . Она зависит от вектора состояний $\mathbf{q}_K$ и функции соответствия $\mathbf{r}(\mathbf{q})$, причем последняя должна явным образом выделяться из выражения для ε . Для этого необходимо представить ε в виде разделимой декомпозиции по $\mathbf{r}(\mathbf{q})$ и $\mathbf{q}_K$, которую при решении задач ФД сетей можно получить только с помощью линейных преобразований [14, 15].

Нужное преобразование найдем, используя условие единственности компонента сети с ошибкой. Из него следует, что исходная векторная

решающая функция $\varepsilon_i = (\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_i, \dots, \varepsilon_n)$, компоненты которой суть решающие функции всех A_{Ki} , равна нулевому вектору при отсутствии ошибок и вектору с единичной нормой Хэмминга [16] при их наличии, причем число последних равно n .

Образует из нулей и единиц матрицу G с размерами $m \times n$, где $m = \lceil \log_2(n+1) \rceil$ – ближайшее к $\log_2(n+1)$ большее целое число, так, чтобы ее строки представляли собой последовательно идущие m -разрядные двоичные векторы (числа) от 1 до m , и найдем произведение $\varepsilon = \varepsilon_i G$. В нем значения m -разрядного вектора ε и n -разрядного ε_i связаны взаимно-однозначно, причем при единичной норме вектора ε_i значение двоичного вектора ε совпадает с номером единичного разряда ε_i . Если в сети S ошибок нет, то $\varepsilon_i = 0$ и вектор $\varepsilon = \varepsilon_i G$ также равен нулю, что является признаком нормальной работы системы.

Введенное преобразование позволяет локализовать автомат с ошибкой в сети при минимальной размерности фиксирующего их вектора и определяет искомую векторную решающую функцию как результат умножения векторного аргумента, образованного композицией скалярных функций ε_i , на введенную матрицу G :

$$\varepsilon = (\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_i, \dots, \varepsilon_n)G, \quad (1)$$

Соотношение (1), задавая решающую функцию через линейное преобразование, тем не менее, разделимой декомпозицией не является. Рассмотрим возможности изменения его формы. Для начала, положим, что аргументы всех решающих функций ε_i скалярны, т. е.

$$\varepsilon_i[\mathbf{r}_i(\mathbf{q}_i), \mathbf{q}_{Ki}] = \varepsilon_i[r_i(\mathbf{q}_i), q_{Ki}].$$

К примеру, такая ситуация наблюдается, если во всех A_i обнаруживаются только однократные ошибки. Поскольку в скалярном случае $\varepsilon_i[r_i(\mathbf{q}_i), q_{Ki}] = r_i(\mathbf{q}_i) \oplus q_{Ki}$ [14], простая подстановка трансформирует (1) в

$$\begin{aligned} \varepsilon &= (\varepsilon_1, \dots, \varepsilon_i, \dots, \varepsilon_n)G = \\ &= [r_1(\mathbf{q}_1) \oplus q_{K1}, \dots, r_i(\mathbf{q}_i) \oplus q_{Ki}, \dots, \\ &\quad \dots, r_n(\mathbf{q}_n) \oplus q_{Kn}]G, \end{aligned}$$

что после учета ассоциативности суммирования по модулю 2 и линейности матричного умноже-

ния приведет к заданию решающей функции как покомпонентной суммы двух векторов вида

$$\varepsilon = [r_1(\mathbf{q}_1), \dots, r_i(\mathbf{q}_i), \dots, r_n(\mathbf{q}_n)]G \oplus \oplus (q_{K1}, \dots, q_{Ki}, \dots, q_{Kn})G. \quad (2)$$

Полученная сумма есть разделимая декомпозиция, из которой легко выделяются вектор состояния $\mathbf{q}_K$ и функция соответствия $\mathbf{r}(\mathbf{q})$:

$$\begin{cases} \mathbf{q}_K = (q_{K1}, \dots, q_{Ki}, \dots, q_{Kn})G; \\ \mathbf{r}(\mathbf{q}) = [r_1(\mathbf{q}_1), \dots, r_i(\mathbf{q}_i), \dots, r_n(\mathbf{q}_n)]G. \end{cases} \quad (3)$$

При отсутствии ошибок в S и S_K имеем $\mathbf{q}_K = \mathbf{r}(\mathbf{q})$. Появление ошибок это равенство нарушает, что и позволяет их обнаружить и локализовать.

Для полного задания контрольной системы S_K осталось, используя совокупность функций переходов автоматов A_{Ki} , найти функцию переходов $\delta_K(\mathbf{x}_K, \mathbf{q}_K)$. Обозначим для компактности вектор, компоненты которого суть функции переходов этих автоматов, символом $\langle \delta_{Ki}(\mathbf{x}_{Ki}, \mathbf{q}_{Ki}) \rangle$. При скалярности всех функций соответствия $r_i(\mathbf{q}_i)$ все компоненты этого вектора также скалярны: $\delta_{Ki}(\mathbf{x}_{Ki}, q_{Ki}) = \delta_{Ki}(\mathbf{x}_{Ki}, q_{Ki})$. Поскольку состояния и функция переходов автомата A_{Ki} в двух соседних тактах t и t^* связаны равенством $q_{Kit^*} = \delta_{Ki}(\mathbf{x}_{Kit}, q_{Kit})$, из (3) следует, что в такте t^* вектор $\mathbf{q}_{Kt^*} = \langle \delta_{Ki}(\mathbf{x}_{Kit}, q_{Kit}) \rangle G$ и далее

$$\begin{aligned} \delta_K(\mathbf{x}_K, \mathbf{q}_K) &= \langle \delta_{Ki}(\mathbf{x}_{Ki}, q_{Ki}) \rangle G = \\ &= [\delta_{K1}(\mathbf{x}_{K1}, q_{K1}), \dots, \delta_{Ki}(\mathbf{x}_{Ki}, q_{Ki}), \dots, \delta_{Kn}(\mathbf{x}_{Kn}, q_{Kn})]G. \end{aligned} \quad (4)$$

Полученное выражение задает функцию переходов S_K , однако оно неконструктивно, поскольку содержит в правой части состояния A_{Ki} , от которых в окончательном решении нужно избавиться. Для этого, используя справедливое при отсутствии ошибок равенство $r_i(\mathbf{q}_i) = q_{Ki}$, заменим в (4) состояния q_{Ki} функциями соответствия $r_i(\mathbf{q}_i)$ и получим $\delta_K(\mathbf{x}_K, \mathbf{q}_K) = \langle \delta_{Ki}[\mathbf{x}_{Ki}, r_i(\mathbf{q}_i)] \rangle G$. Правая часть этого равенства не зависит от $\mathbf{q}_K$, что определяет реализацию системы S_K в форме ло-

гической задержки [8] и позволяет окончательно найти ее функцию переходов как

$$\begin{aligned} \delta_K(\mathbf{x}_K) &= \langle \delta_{Ki}[\mathbf{x}_{Ki}, r_i(\mathbf{q}_i)] \rangle G = \\ &= \{ \delta_{Ki}[\mathbf{x}_{Ki}, r_i(\mathbf{q}_i)], \dots, \delta_{K1}[\mathbf{x}_{K1}, r_1(\mathbf{q}_1)], \dots, \delta_{Kn}[\mathbf{x}_{Kn}, r_n(\mathbf{q}_n)] \} G. \end{aligned} \quad (5)$$

Вектор $\mathbf{x}_K$ в (5) составной. В общем случае он включает в себя кроме компонентов вектора входа системы S компоненты как ее вектора состояний, так и векторов состояний всех A_i . Это объясняется тем, что из $X_{Ki} \subseteq X \times Q \times Q_i$ следует

$$X_K \subseteq X \times Q \times \left(\times_{i=1}^n Q_i \right), \text{ а } \mathbf{x}_K \in X_K.$$

Таким образом, поскольку все 3 функции, задающие контрольную систему S_K , и дискриминатор ошибок D определены соотношениями (2), (3) и (5), а способ формирования входящей в них матрицы G указан, поставленная задача применительно к случаю скалярности всех функций соответствия для компонентов сети S решена. Контрольная система S_K реализуема в форме логической задержки минимальным по критерию порядка образом. Технически ее построение сводится к решению задачи логического синтеза стандартными методами [9, 10].

При векторности функций соответствия $r_i(\mathbf{q}_i)$ для решения задачи локализации ошибок в сети S предложенный ранее способ синтеза S_K следует изменить по аналогии с примененной в [14] модификацией процедуры построения средств ФД для обнаружения ошибок. Необходимые изменения найдем, предположив, что размерность всех функций соответствия одинакова и равна p . В этом случае каждая из них представляет собой вектор, компоненты которого суть скалярные функции:

$$r_i(\mathbf{q}_i) = [r_{i1}(\mathbf{q}_i), \dots, r_{ij}(\mathbf{q}_i), \dots, r_{ip}(\mathbf{q}_i)],$$

а вектор состояний A_{Ki} имеет вид

$$\mathbf{q}_{Ki} = [q_{Ki1}, \dots, q_{Kij}, \dots, q_{Kip}].$$

При отсутствии ошибок эти векторы почленно равны:

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_{Ki} = \mathbf{r}_i(\mathbf{q}_i) &= [q_{Ki1} = r_{i1}(\mathbf{q}_i), \dots, \\ &\dots, q_{Kij} = r_{ij}(\mathbf{q}_i), \dots, q_{Kip} = r_{ip}(\mathbf{q}_i)]. \end{aligned}$$

Тогда решающая функция имеет вид логической суммы (операции "ИЛИ") $\varepsilon_i = \bigvee_{j=1}^P \varepsilon_{ij}$, где $\varepsilon_{ij} = r_{ij}(\mathbf{q}_i) \oplus q_{Kij}$.

Как и ранее, исходная векторная решающая функция размерности n для сети S определяется выражением $\varepsilon_i = (\varepsilon_{i1}, \dots, \varepsilon_{ij}, \dots, \varepsilon_{in})$, подставив в которое логические суммы, задающие ε_i , получим

$$\varepsilon_i = \left(\bigvee_{j=1}^P \varepsilon_{i1j}, \dots, \bigvee_{j=1}^P \varepsilon_{ijj}, \dots, \bigvee_{j=1}^P \varepsilon_{inj} \right). \quad (6)$$

Образовав вспомогательные векторные функции вида $\varepsilon_{ij} = (\varepsilon_{i1j}, \dots, \varepsilon_{ijj}, \dots, \varepsilon_{inj})$, можно убедиться, что заданная соотношением (6) решающая функция есть покомпонентная логическая сумма всех ε_{ij} . Очевидно, что каждая ε_{ij} обеспечивает обнаружение и локализацию некоторой части ошибок в S (подкласс E_j), $(q_{K1j}, \dots, q_{Kij}, \dots, q_{Knj})G$, а их совокупность – всех ошибок заданного класса $E \bigcup_{j=1}^p E_j$.

Выберем некоторую функцию ε_{ij} и решим задачу локализации применительно к ошибкам из подкласса E_j , считая, что они происходят в одном и только одном компоненте S . Поскольку все ее компоненты $\varepsilon_{ij} = r_{ij}(\mathbf{q}_i) \oplus q_{Kij}$ формируются как суммы скаляров, искомое решение не отличается от полученного ранее, и средства ФД в виде контрольной подсистемы S_{Kj} с дискриминатором ошибок D_j определяются соотношениями (2), (3) и (5):

$$\begin{aligned} \varepsilon_j &= [r_{1j}(\mathbf{q}_1), \dots, r_{ij}(\mathbf{q}_i), \dots, r_{nj}(\mathbf{q}_n)]G \oplus \\ &\quad \oplus (q_{K1j}, \dots, q_{Kij}, \dots, q_{Knj})G; \\ \mathbf{q}_{Kj} &= (q_{K1j}, \dots, q_{Kij}, \dots, q_{Knj})G; \\ r_j(\mathbf{q}) &= [r_{1j}(\mathbf{q}_1), \dots, r_{ij}(\mathbf{q}_i), \dots, r_{nj}(\mathbf{q}_n)]G; \\ \delta_{Kj}(x_K) &= \langle \delta_{Kij} [x_{Ki}, r_{ij}(\mathbf{q}_i)] \rangle G = \\ &= \{ \delta_{K1j} [x_{K1}, r_{1j}(\mathbf{q}_1)], \dots, \delta_{Kij} [x_{Ki}, r_{ij}(\mathbf{q}_i)], \dots, \\ &\quad \dots, \delta_{Knj} [x_{Kn}, r_{nj}(\mathbf{q}_n)] \} G. \end{aligned}$$

При образовании решающей функции для всей сети S следует учесть, что подклассы ошибок, образующие E , могут пересекаться, поскольку

ку при векторности функций соответствия ошибка в некотором компоненте сети A_i может нарушить равенство $\mathbf{q}_{Ki} = \mathbf{r}_i(\mathbf{q}_i)$ сразу в нескольких компонентах, т. е. под знаком i -й логической суммы в (6) может быть несколько единичных слагаемых. Это приведет к появлению среди ε_{ij} нескольких функций, значения которых при данной ошибке равны, а индексы различны. Тогда и среди ε_j таких функций будет несколько, что исключает возможность использования при формировании искомой решающей функции их покомпонентного суммирования по модулю 2, так как результатом такого суммирования может быть нулевой вектор, соответствующий отсутствию ошибок.

В этом случае следует использовать логическое суммирование (операцию "ИЛИ"). Тогда искомая решающая функция принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= \bigvee_{j=1}^p \varepsilon_j = \\ &= \bigvee_{j=1}^p \{ [r_{1j}(\mathbf{q}_1), \dots, r_{ij}(\mathbf{q}_i), \dots, r_{nj}(\mathbf{q}_n)]G \oplus \\ &\quad \oplus (q_{K1j}, \dots, q_{Kij}, \dots, q_{Knj})G \}. \end{aligned} \quad (7)$$

Поскольку (7) не является разделимой по компонентам $\mathbf{r}(\mathbf{q})$ и $\mathbf{q}_K$, функция соответствия $\mathbf{r}(\mathbf{q})$ образуется как композиция всех функций $\mathbf{r}_j(\mathbf{q})$ и состоит из pm скалярных компонентов:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(\mathbf{q}) &= \{ [r_{11}(\mathbf{q}_1), \dots, r_{n1}(\mathbf{q}_n)]G, \dots, \\ &\quad \dots, [r_{1j}(\mathbf{q}_1), \dots, r_{nj}(\mathbf{q}_n)]G, \dots, \\ &\quad \dots, [r_{1p}(\mathbf{q}_1), \dots, r_{np}(\mathbf{q}_n)]G \}. \end{aligned} \quad (8)$$

Исходя из равенства $\mathbf{q}_K = \mathbf{r}(\mathbf{q}_i)$, получим выражения для $\mathbf{q}_K$ и $\delta_K(x_K)$:

$$\begin{aligned} \mathbf{q}_K &= [(q_{K11}, \dots, q_{K1l}, \dots, q_{Knl})G, \dots, \\ &\quad \dots, (q_{K1j}, \dots, q_{Kij}, \dots, q_{Knj})G, \dots, \\ &\quad \dots, (q_{K1p}, \dots, q_{Kip}, \dots, q_{Knp})G]; \\ \delta_K(x_K) &= \{ \delta_{K11} [x_{K1}, r_{11}(\mathbf{q}_1)], \dots, \\ &\quad \dots, \delta_{Knl} [x_{Kn}, r_{nl}(\mathbf{q}_n)] \} G, \dots, \\ &\quad \dots, \{ \delta_{K1j} [x_{K1}, r_{1j}(\mathbf{q}_1)], \dots, \\ &\quad \dots, \delta_{Knj} [x_{Kn}, r_{nj}(\mathbf{q}_n)] \} G, \dots, \\ &\quad \dots, \{ \delta_{K1p} [x_{K1}, r_{1p}(\mathbf{q}_1)], \dots, \\ &\quad \dots, \delta_{Knp} [x_{Kn}, r_{np}(\mathbf{q}_n)] \} G. \end{aligned} \quad (9)$$

$$\dots \delta_{Knp} [x_{Kn}, r_{np}(\mathbf{q}_n)] \} G. \quad (10)$$

Размерности вектора состояний $\mathbf{q}_K$ и функции переходов $\delta_K(\mathbf{x}_K)$ совпадают с размерностью функции соответствия $\mathbf{r}(\mathbf{q})$ и равны $pm = p \lceil \log_2(n+1) \rceil$.

Соотношения (7)–(10) полностью определяют контрольную систему S_K и дискриминатор ошибок $\mathbf{D}$ для сети S в случае равной размерности векторных функций соответствия ее компонентов. Нетрудно убедиться, что при единичной размерности этих функций (функции скалярны) (7) и (10) принимают вид соотношений (2) и (5) соответственно, а (8) и (9) преобразуются в правую и левую части соотношения (3).

Если размерности функций соответствия $\mathbf{r}_i(\mathbf{q}_i)$ не равны, то для синтеза средств ФД полученные соотношения можно использовать при условии дополнения функций меньшей размерности нулевыми компонентами до максимального значения, при этом соответствующие векторы состояний $\mathbf{q}_{Kj}$ также дополняются нулями.

Оценка результатов. Оценим полученные результаты, сравнив сложность исходных средств ФД со средствами, полученными в результате предложенных преобразований. Для оценки используем критерий порядка [17], значение которого в рассматриваемом случае равно суммарной размерности векторов состояний всех A_{Ki} для исходного варианта и размерности $\mathbf{q}_K$ для преобразованного. При скалярности функций соответствия $\mathbf{r}_i(\mathbf{q}_i)$ первая равна n , а вторая – $\lceil \log_2(n+1) \rceil$, т. е. выигрыш по порядку

$$\eta = n / \lceil \log_2(n+1) \rceil. \quad (11)$$

Оценка (11) справедлива и тогда, когда функции соответствия являются векторными, но имеют одинаковую размерность p , поскольку в этом случае размерности всех векторов состояний увеличиваются в p раз, т. е. числитель и знаменатель (10) растут пропорционально и значение η не меняется. В случае разной размерности функций соответствия $\mathbf{r}_i(\mathbf{q}_i)$ вычисление значения η также сложностью не отличается, но компактной формулы вида (11) для этого нет.

Анализируя (11) можно сделать вывод, что представленный в настоящей статье метод синтеза средств ФД для сети из автоматов состояний с

функциями соответствия одинаковой размерности дает выигрыш, если число ее компонентов $n \geq 3$. С увеличением числа компонентов сети выигрыш быстро, но не монотонно, растет: η имеет локальные максимумы при $n = 2^k - 1$ и минимумы при $n = 2^k$ ($k \geq 2$ – целое число). В случае различной размерности функций соответствия этот рост сохраняется, но его интенсивность зависит от распределения размерностей по ним. В худшем случае, когда лишь одна функция имеет размерность p , а остальные – 1, выигрыш наблюдается только при $p \geq \lceil \log_2(n+1) \rceil$.

Пример. Рассмотрим упрощенный фрагмент устройства формирования приоритетов системы взаимной навигации летательных аппаратов. Фрагмент представляет собой сеть с индивидуальными средствами ФД компонентов, операционная часть которого состоит из двух двоичных счетчиков и одного регистра сдвига, а диагностическая – из пяти триггеров типа D с вычислителями функций соответствия и решающих функций (рис. 3). Упрощение фрагмента состоит в уменьшении разрядности операционной части до уровня, позволяющего получить его компактное представление.

Средства ФД обеспечивают обнаружение и локализацию однократных ошибок: арифметических в счетчиках и групповых в регистре. Используя описанную методику, преобразуем их в общесетевые средства ФД минимального порядка, гарантирующие обнаружение и локализацию тех же ошибок при условии их наличия только в одном компоненте сети.

1. В рассматриваемом случае $n = 3$ и $m = \lceil \log_2(n+1) \rceil = 2$, а преобразующая матрица

$$G = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

2. Функции $\mathbf{r}_1(\mathbf{q}_1) = (r_{11}, r_{12})$ и $\mathbf{r}_2(\mathbf{q}_2) = (r_{21}, r_{22})$ – векторные, а $r_3(\mathbf{q}_3) = r_{31}$ – скалярная (рис. 3), поэтому искомая функция соответствия сети вычисляется по формуле (8) после добавления к r_{31} нулевого компонента:

$$\mathbf{r}(\mathbf{q}) = [(r_{11}, r_{21}, r_{31})G, (r_{12}, r_{22}, 0)G] = (r_1 = r_{21} \oplus r_{31}, r_2 = r_{11} \oplus r_{31}, r_3 = r_{22}, r_4 = r_{12}).$$

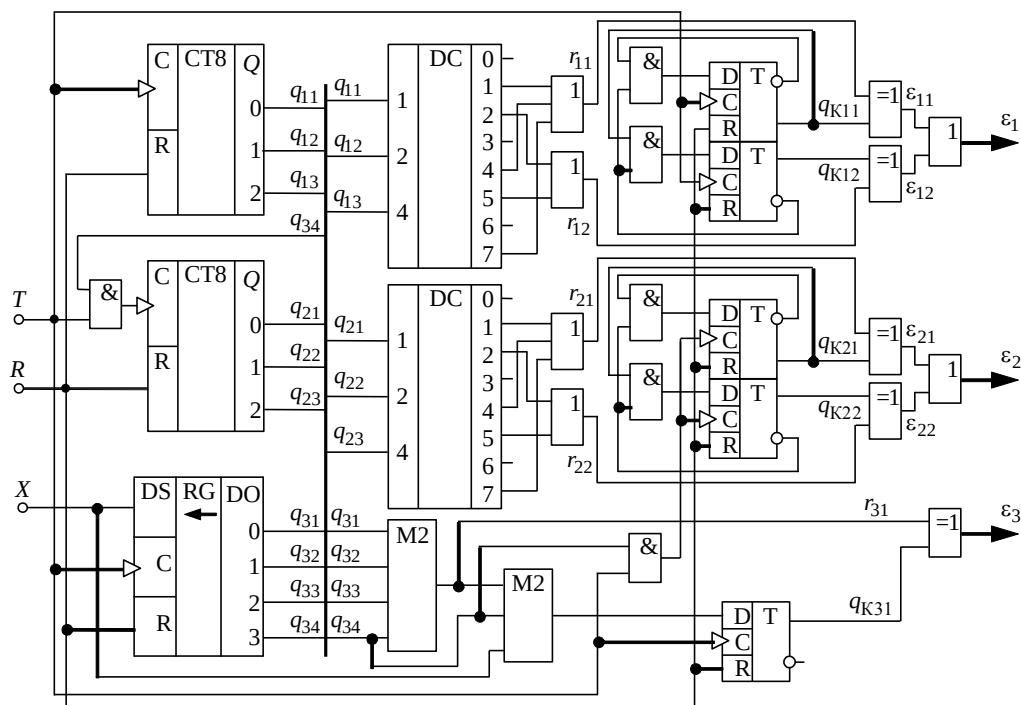


Рис. 3. Упрощенная принципиальная схема фрагмента формирователя приоритетов системы взаимной навигации летательных аппаратов

Fig. 3. A simplified schematic diagram of the fragment of priority driver of the aircraft mutual navigation system

3. В соответствии с (9)

$$\mathbf{q}_K = (q_{K1} = q_{K21} \oplus q_{K31}, q_{K2} = q_{K11} \oplus q_{K31}, \\ q_{K3} = q_{K22}, q_{K4} = q_{K12}),$$

т. е. вектор состояния $\mathbf{q}_K$ есть четырехразрядный двоичный вектор.

4. Для реализации A_K в форме логической задержки, используя (10) и опустив аргументы функций переходов, получим:

$$\delta_K = (\delta_{K1} = \delta_{K21} \oplus \delta_{K31}, \delta_{K2} = \delta_{K11} \oplus \delta_{K31}, \\ \delta_{K3} = \delta_{K22}, \delta_{K4} = \delta_{K12}).$$

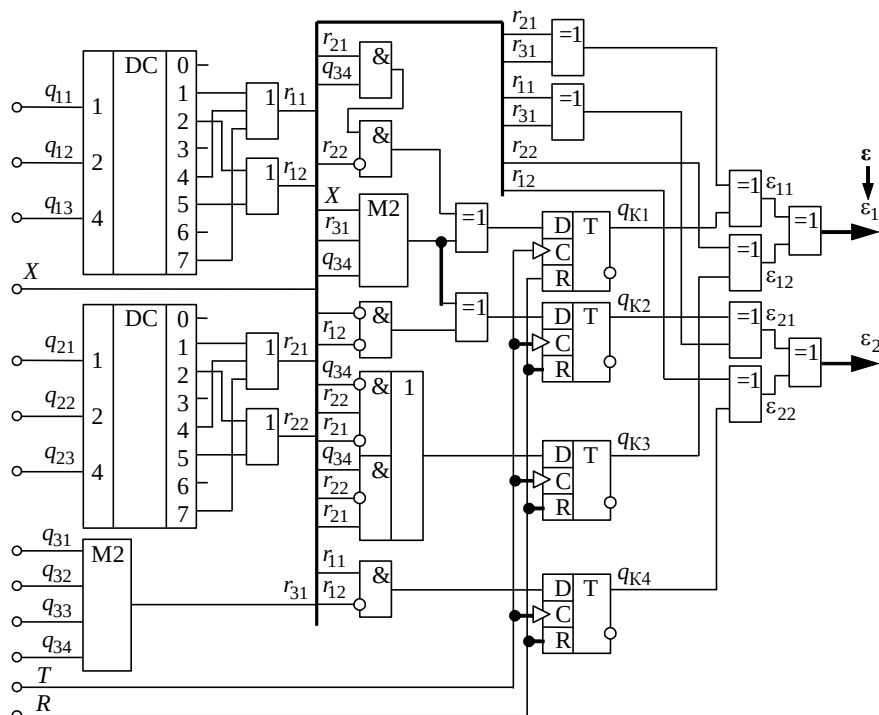


Рис. 4. Синтезированные средства функционального диагностирования

Fig. 4. Synthesized equipment of the functional diagnostics

Определив δ_{Kij} посредством анализа рис. 3, с учетом равенства $q_{Kij} = r_{ij}$ окончательно получим:

$$\begin{aligned}\delta_K = [\delta_{K1} = \bar{r}_{22}(q_{34} \oplus r_{21}) \oplus X \oplus r_{31} \oplus q_{34}, \\ \delta_{K2} = \bar{r}_{11}\bar{r}_{12} \oplus X \oplus r_{31} \oplus q_{34}, \\ \delta_{K3} = \bar{q}_{34}r_{22}\bar{r}_{21} \vee q_{34}\bar{r}_{22}r_{21}, \delta_{K4} = r_{11}\bar{r}_{12}].\end{aligned}$$

5. Векторная решающая функция определяется в соответствии с (7):

$$\begin{aligned}\epsilon = (\epsilon_1, \epsilon_2) = \\ = [(r_{21} \oplus r_{31} \oplus q_{K21} \oplus q_{K31}) \vee (r_{22} \oplus q_{K22}), \\ (r_{11} \oplus r_{31} \oplus q_{K11} \oplus q_{K31}) \vee (r_{12} \oplus q_{K12})] = \\ = [(r_1 \oplus q_{K1}) \vee (r_3 \oplus q_{K3}), \\ (r_2 \oplus q_{K2}) \vee (r_4 \oplus q_{K4})] = \\ = (\epsilon_{11} \vee \epsilon_{12}, \epsilon_{21} \vee \epsilon_{22}).\end{aligned}$$

Таким образом, все функции, определяющие S_K и D , получены, что позволяет с помощью стандартных методов синтеза цифровых устройств построить искомые средства ФД (рис. 4).

Сравнение синтезированных с помощью предложенного метода средств ФД (рис. 4) с исходными (рис. 3) показывает, что при практически одинаковых затратах на логическую часть выигрыш первых по порядку (памяти) составляет 25 %. Это относительно небольшое значение подтверждает справедливость приведенных ранее оценок эффективности метода и объясняется малой размерностью сети S ($n=3$) и разной размерностью функций соответствия компонентов сети.

Заключение. В настоящей статье диагностическая задача для сетей из автоматов состояний решена с точностью до локализации компонента с ошибкой. Предложенный способ ее решения снижает сложность синтеза и уменьшает объем диагностического оборудования по сравнению со способами, известными из литературных источников. Полученные в работе оценки позволяют определить эффективность и целесообразность введенных преобразований до решения задачи синтеза средств ФД. В дальнейшем предполагается обобщение результатов, описанных в настоящей статье, на случай сетей из цифровых автоматов общего вида.

Список литературы

1. Ding S. X. Model-based fault diagnosis techniques. Design schemes, algorithms, and tools. Berlin: Springer-Verlag, 2008. 479 p. doi: 10.1007/978-3-540-76304-8
2. Fault detection and isolation for complex system / C. S. Jing, L. B. R. Samad, M. Mustafa, N. R. H. Abdullah, Z. M. Zain, D. Pebrianti // Proc. of the 3rd Intern. Conf. of global network for innovative technology 2016 (3rd IGNITE-2016), Penang, Malaysia, 27–29 Jan. 2016. AIP Conf. Proc. 2017. Vol. 1865, iss. 1. P. 9–16. doi: 10.1063/1.4993392
3. Samy I., Gu D. W. Fault Detection and Isolation (FDI) // Fault Detection and Flight Data Measurement. 2012. P. 5–17 (Lecture Notes in Control and Information Sciences. Vol. 419). doi: 10.1007/978-3-642-24052-2_2
4. Li Z., Jaimoukha I. M. Observer-based Fault Detection and Isolation Filter Design for Linear Time-Invariant Systems // Intern. J. of Control. 2009. Vol. 82, iss. 1. P. 171–182. doi: 10.1080/00207170802031528
5. Жирабок А. Н., Шумский А. Е., Павлов С. В. Диагностирование линейных динамических систем непараметрическим методом // Автоматика и телемеханика. 2017. № 7. С. 3–21.
6. Жирабок А. Н., Шумский А. Е. Непараметрический метод диагностирования нелинейных динамических систем // Автоматика и телемеханика, 2019. № 2. С. 24–45. doi: 10.1134/S0005231019020028
7. Zhirabok A. N., Shumsky A. E., Zuev A. V. Sliding Mode Observers for Fault Detection in Linear Dynamic Systems // IFAC-PapersOnLine. 2018. Vol. 51, iss. 24. P. 1403–1408. doi: /10.1016/j.ifacol.2018.09.540
8. Hartmanis J., Stearns R. The Algebraic Structure Theory of Sequential Machines. New York: Prentice Hall, 1966. 211 p.
9. Подкопаев Б. П. Алгебраическая теория функционального диагностирования динамических систем: в 2 ч. Ч. 2: Системные алгебры, алгебраическая модель функционального диагностирования, реализация модели функционального диагностирования. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 132 с.
10. Щербakov Н. С., Подкопаев Б. П. Структурная теория аппаратного контроля цифровых автоматов. М.: Машиностроение, 1982. 191 с.
11. Калман Р., Фалб П., Арбиб М. Очерки по математической теории систем / пер. с англ.; под ред. Я. З. Цыпкина. 2-е изд. М.: Едиториал УРСС, 2004. 400 с.
12. Глушков В. М. Синтез цифровых автоматов. М.: Физматгиз, 1962. 476 с.
13. Подкопаев Б. П. Алгебраическая теория функционального диагностирования динамических систем: в 2 ч. Ч. 1: Системы, диагностирование систем, системные алгебры. СПб.: Элмор, 2007. 132 с.
14. Быстрова И. В., Подкопаев Б. П. Функциональное диагностирование сетей из цифровых авто-

матов состояний // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 2. С. 12–20. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-2-12-19

15. Быстрова И. В., Подкопаев Б. П. Диагностическое моделирование сети из цифровых автоматов // Сб. науч. тр. II Междунар. науч.-практ. конф., Брянск, 24–25 окт. 2018 г. / Брянск. гос. техн. ун-т. Брянск, 2018.

С. 42–46. doi: 10.30987/conferencearticle_5c19e69f2008d0.90195586

16. Толстяков В. С. Обнаружение и исправление ошибок в дискретных устройствах. М.: Сов. радио, 1972. 288 с.

17. Пухальский Г. И., Новосельцева Т. Я. Проектирование цифровых устройств. СПб.: Лань, 2012. 890 с.

Информация об авторах

Быстрова Ирина Валентиновна – магистр техники и технологий по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" (2015), аспирантка кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор пяти научных работ. Сфера научных интересов – техническая диагностика систем радиолокации и радионавигации.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия.

E-mail: irina.valentinovna@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-2836-1559>

Подкопаев Борис Павлович – доктор технических наук (2011), профессор (2012) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – математическая теория систем; техническая диагностика и надежность систем радиолокации и радионавигации.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия.

E-mail: bpodkopaev@mail.ru

References

1. Ding S. X. Model-Based Fault Diagnosis Techniques. Design Schemes, Algorithms, and Tools. Berlin, Springer-Verlag, 2008, 479 p. doi: 10.1007/978-3-540-76304-8

2. Jing C. S., Samad L. B. R., Mustafa M., Abdullah N. R. H., Zain Z. M., Pebrianti D. Fault Detection and Isolation for Complex System. Proc. of the 3rd intern. conf. of global network for innovative technology 2016 (3rd IGNITE-2016). Penang, Malaysia, 27–29 Jan. 2016, AIP Conference Proc. 2017, vol. 1865, iss. 1, pp. 9–16. doi: 10.1063/1.4993392

3. Samy I., Gu D. W. Fault Detection and Isolation (FDI). Fault Detection and Flight Data Measurement. 2012, pp. 5–17 (Lecture Notes in Control and Information Sciences. Vol. 419). doi: 10.1007/978-3-642-24052-2_2

4. Li Z., Jaimoukha I. M. Observer-based Fault Detection and Isolation Filter Design for Linear Time-Invariant Systems. Intern. J. of Control. 2009, vol. 82, iss. 1, pp. 171–182. doi: 10.1080/00207170802031528

5. Zhirabok A. N., Shumskij A. E. Diagnosis of Linear Dynamic Systems by Nonparametric Method. Autom. Remote Control. 2017, vol. 78, no. 7 (2017), pp. 1173–1188. (In Russ.)

6. Zhirabok A. N., Shumskij A. E. Nonparametric Method Diagnosis Nonlinear Dynamical Systems. Autom. Remote Control. 2019, no. 2, pp. 24–45. doi: 10.1134/S0005231019020028 (In Russ.)

7. Zhirabok A. N., Shumsky A. E., Zuev A. V. Sliding Mode Observers for Fault Detection in Linear Dynamic Systems. IFAC-PapersOnLine. 2018, vol. 51, iss. 24, pp. 1403–1408. doi: /10.1016/j.ifacol.2018.09.540

8. Hartmanis J., Stearns R. The Algebraic Structure Theory of Sequential Machines. New York, Prentice Hall, 1966, 211 p.

9. Podkopayev B. P. *Algebraicheskaya teoriya funktsional'nogo diagnostirovaniya dinamicheskikh sistem. V 2 ch. Ch. 2: Sistemnye algebrы, algebraicheskaya model' funktsional'nogo diagnostirovaniya, realizatsiya modeli funktsional'nogo diagnostirovaniya* [Algebraic Theory of Functional Diagnosis of Dynamic Systems. Pt. 2: System Algebras, Algebraic Model of Functional Diagnosis, Realization of the Functional Diagnosis Model]. SPb, Izd-vo SPbGETU "LETI", 2013, 132 p. (In Russ.)

10. Shcherbakov N. S., Podkopayev B. P. *Strukturnaya teoriya apparatnogo kontrolya tsifrovyykh avtomatov* [Structural Theory of Digital Automation Hardware Control] Moscow, Mashinostroyeniye, 1982, 191 p. (In Russ.)

11. Kalman R. E., Falb P. L., Arbib M. A. Topics in Mathematical System Theory. McGraw Hill Book Co., 1969, 400 p.

12. Glushkov V. M., *Sintez tsifrovyykh avtomatov* [Synthesis of Digital Automation]. Moscow, Gosudarstvennoye izdatel'stvo fiziko-matematicheskoy literatury, 1962, 476 p. (In Russ.)

13. Podkopyayev B. P. *Algebraicheskaya teoriya funktsional'nogo diagnostirovaniya dinamicheskikh sistem. Ch. 1: Sistemy, diagnostirovaniye sistem, sistemnyye algebrы* [Algebraic Theory of Functional Diagnosis of Dynamic Systems. Pt. 1: Systems, Diagnostic Systems, System Algebras]. SPb, *Elmor*, 2007, 132 p. (In Russ.)

14. Bystrova I. V., Podkopyayev B. P. Functional Diagnostics of Digital State Automation Networks Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 2, pp. 12–20. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-2-12-19 (In Russ.)

15. Bystrova I. V., Podkopyayev B. P. Diagnostic Modeling of a Network of Digital Machines. *Trudy "SAPR i*

modelirovaniye v sovremennoy elektronike" [Proc. III International Scientific and Practical Conference "CAD/EDA, Modeling and Simulation in the Modern Electronics"]. Bryansk, 2018, pp. 42–46. doi: 10.30987/conferencearticle_5c19e69f2008d0.90195586 (In Russ.)

16. Tolstyakov V. S. *Obnaruzheniye i ispravleniye oshibok v diskretnykh ustroystvakh* [Fault Detection and Isolation in Discrete Devices]. Moscow, *Sovetskoye radio*, 1972, 288 p. (In Russ.)

17. Pukhal'skiy G. I., Novosel'tseva T. Ya. *Proyektirovaniye tsifrovyykh ustroystv* [Design of Digital Devices] SPb., Lan', 2012, 890 p. (In Russ.)

Information about the authors

Irina V. Bystrova, Master of Science in Infocommunication Technologies and Communication systems (2015), postgraduate student of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 5 scientific papers. Area of expertise: technical diagnostics of radio location and radio navigation systems. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: irinalentinovna@yandex.ru
<https://orcid.org/0000-0002-2836-1559>

Boris P. Podkopyayev, Dr. Sci. (Eng.) (2011), Professor (2012) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: mathematical theory of systems; technical diagnostics and reliability of radio location and radio navigation systems. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: bpodkopyayev@mail.ru

Микро- и нанoeлектроника

УДК 54-77, 54-78, 538.935, 621.382.323

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-1-30-40>

Сравнение отклика МОП-транзистора на воздействие рентгеновского и гамма-облучения

С. А. Мокрушина^{1, 2}, Н. М. Романов^{2, 3}✉

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

² АО "Светлана-Полупроводники", Санкт-Петербург, Россия

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

✉ nikromanov.90@gmail.com

Аннотация

Введение. Ионизирующие излучения (ИИ) обладают большой проникающей способностью. В настоящее время в литературе нет однозначного представления о полном радиационном отклике МОП-транзисторов на различные виды ИИ (гамма- и рентгеновское). Поэтому наибольший интерес представляет радиационная стойкость МОП интегральных микросхем к воздействию этих излучений.

Цель работы. Изучение отклика МОП-транзисторов на воздействие гамма- и рентгеновского облучения, а также изучение влияния на этот отклик приложенного во время рентгеновского облучения внешнего потенциала затвор–подложка.

Материалы и методы. Исследуемыми структурами являлись МОП-транзисторы с поликремниевым затвором при толщине оксида (диоксида кремния) 120 нм. Источником гамма-излучения выступали радионуклиды цезий-137, рентгеновского излучения – рентгеновская трубка с вольфрам-рениевым катодом. Анализировалось изменение порогового напряжения *n*- и *p*-канальных транзисторов методом транзисторной пары.

Результаты. Гамма- и рентгеновское излучения приводят к одинаковым эффектам в исследуемых структурах. Приложение напряжения к МОП-структуре в процессе рентгеновского облучения оказывает сильное влияние на ее радиационный отклик. Максимальный радиационный отклик МОП-транзисторов наблюдался при больших положительных потенциалах затвор–подложка. Были введены коэффициенты пропорциональности, обеспечивающие совпадение начальных участков дозовых зависимостей для различных приложенных потенциалов затвор–подложка.

Заключение. Определены значения коэффициентов пропорциональности зависимостей изменения порогового напряжения МОП-транзистора от дозы ИИ. Установлено численное соответствие между влиянием гамма- и рентгеновского излучений при дозах до $1.9 \cdot 10^4$ рад (коэффициент пропорциональности составил 38.5). Определены коэффициенты пропорциональности, позволяющие сопоставлять пассивный (без приложения потенциала) режим облучения гамма-квантами и активный (с приложением потенциала затвор–подложка) режим облучения рентгеновскими квантами. Полученные поправочные коэффициенты зависят от полярности приложенного потенциала затвор–подложка. Для отрицательного потенциала коэффициент пропорциональности составил 38.5. При приложении положительной полярности коэффициент не зависит от приложенного потенциала и составляет 120.

Ключевые слова: МОП-транзистор, подзатворный диэлектрик, гамма- и рентгеновское облучение, объемный и поверхностный заряды, активный и пассивный режимы облучения

Для цитирования: Мокрушина С. А., Романов Н. М. Сравнение отклика МОП-транзистора на воздействие рентгеновского и гамма-облучения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 1. С. 30–40. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-30-40

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 23.10.2019; принята к публикации после рецензирования 09.12.2019; опубликована онлайн 28.02.2020



Comparison of the MOSFET Response at Exposed of the X-Ray and Gamma Radiation

Svetlana A. Mokrushina^{1, 2}, Nikolay M. Romanov^{2, 3} ✉

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²JSC Svetlana-Semiconductors, St Petersburg, Russia

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

✉nikromanov.90@gmail.com

Abstract

Introduction. Electromagnetic or ionizing radiation (IO) has great influence for radiation resistance of MOSFETs (metal–oxide–semiconductor field-effect transistors) and integrated circuits. Oxide, for the studied samples, is silicon dioxide, which acts as a dielectric in MOS structure.

Currently, in literature there is no unambiguous idea of complete radiation response of MOSFETs to various types of ionizing radiation.

Aim. To study radiation response of MOSFETs under influence of gamma and X-ray irradiation; to study effect of applied external potential of a gate substrate.

Materials and methods. A total dose effect of gamma and X-ray radiation on the threshold voltage of MOSFET with a polysilicon gate and a gate oxide thickness of 120 nm with an applied external potential (-3, -2, 0, 3, 5, 10) V was studied. For gamma irradiation radionuclides cesium-137 with an energy of gamma quanta of 662 keV were used. X-ray tube with tungsten-rhenium cathode operated in modes 40 keV and 90 mA was used as a source of X-ray radiation. Dose and time dependences of the change in the threshold voltage of *n*- and *p*-channel MOSFET were analyzed. It was performed that the influence of gamma and X-ray radiation led to the same effects in the studied structures. The maximum radiation response of MOSFETs was observed at high positive gate-substrate potentials. The approximation parameters associated with the concentration and capture cross sections of traps responsible for the formation of charges in the dielectric gate through irradiation were determined.

Results. Strong influence of gamma and X-ray radiation led to the same effects in the studied structures. The applied voltage to the MOS structure during X-ray irradiation had a strong effect on their radiation response. The maximum radiation response of MOSFET at high positive gate-substrate potentials was observed. Proportionality coefficients to ensure the coincidence of the initial sections of the dose dependences for various applied gate-substrate potentials during irradiation were introduced. The coefficients allowed one to compare active and passive modes of operation of the X-ray emitter. Correction factors depended on the polarity of the applied gate-substrate potential. For negative potential, the proportionality coefficient value was 38.5. For the case of positive polarity the coefficient did not depend on the applied potential and the value was 120.

Conclusion. The study allows one to determine the coefficients for dose dependences of threshold voltage changes. For the first time, to establish a numerical relations between the effects of various types of radiation sources at irradiation doses up to $1.9 \cdot 10^4$ Rad and proportionality coefficients becomes possible. It allows one to take into account the influence of applied potentials during irradiation on the radiation response of MOS structures.

Keywords: MOSFET, gate insulator, gamma and X-ray irradiation, space and surface charge, active and passive irradiation

For citation: Mokrushina S. A., Romanov N. M. Comparison of the MOSFET Response at Exposed of the X-Ray and Gamma Radiation. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 1, pp. 30–40. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-30-40

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 23.10.2019; accepted 09.12.2019; published online 28.02.2020

Введение. Всестороннее развитие оборонной, космической и атомной промышленности подразумевает использование полупроводниковых интегральных схем (ИС) на основе МОП-транзисторов (МОПТ), которые должны сохранять свою работоспособность при воздействии различных видов облучения в течение длительного времени [1]. Наибольший интерес представляют различные виды ионизирующих излучений (ИИ), обладающие высокой проникающей способностью (гамма- и рентгеновское).

Гамма-излучение является следствием распада радиоактивных изотопов, а рентгеновское излучение возникает в результате бомбардировки катода высокоэнергетическими электронами при приложении высокого напряжения к рентгеновской трубке. Вследствие воздействия ИИ на МОПТ появляются кратковременные зарядовые эффекты в металле и полупроводнике, а также долговременные зарядовые эффекты в оксиде [2, 3].

При воздействии ИИ на подзатворный оксид образуются электронно-дырочные пары (ЭДП), которые впоследствии разделяются полем внутри оксида. Электроны за счет более высокой подвижности покидают оксид за времена порядка пикосекунд, а дырки в соответствии с прыжковым механизмом перемещаются к межфазной границе раздела оксида, где они захватываются на объемные ловушки, внося положительный заряд в оксид [1, 4]. Вследствие взаимодействия радиационно-индуцированных дырок с объемными ловушками высвобождается водород, который участвует в депассивации амфотерных поверхностных состояний [5, 6].

При приложении порогового напряжения поверхностные состояния заряжаются положительно для p -канальных транзисторов и отрицательно для n -канальных. Суммарный заряд оксида определяет полный радиационный отклик МОПТ, который выражается в сдвиге порогового напряжения вследствие воздействия ИИ [3].

В настоящее время в литературе существуют различные представления о радиационном отклике МОПТ при воздействии разных видов ИИ. В [7] сопоставлены радиационные отклики МОПТ при воздействии γ -излучения от источника ^{137}Cs и рентгеновского излучения с энергией 10 кэВ. Авторами было показано, что при гамма-облучении структур доля ЭДП, избежавших начальной рекомбинации, и изменение параметров исследуемых структур после облучения больше, чем при рентгеновском облучении. Приведены формулы

расчета доли ЭДП, избежавших рекомбинации, в зависимости от напряженности электрического поля в оксиде. Формулы для гамма- и рентгеновского облучения имеют одинаковый вид и отличаются только коэффициентами. При этом радиационные отклики для исследованных видов ИИ близки при малых дозах. В [8] приведены результаты сравнения различных видов облучения и показано, что доля ЭДП, избежавших рекомбинации, максимальна для гамма-облучения по сравнению с другими рассмотренными видами облучения. Авторы работы приводят универсальные формулы, позволяющие рассчитать эту долю в зависимости от напряженности электрического поля для различных ионизационных потерь в подзатворном оксиде МОПТ. Результаты в [7, 8] идентичны. Однако в [9] приведены результаты эксперимента, противоречащие результатам, полученным в [7, 8]. Исследовался отклик порогового напряжения радиационных сенсоров, представляющих собой p -канальные МОПТ с увеличенной толщиной подзатворного оксида, при воздействии γ -квантов от источника ^{137}Cs и квантов рентгеновского излучения с энергиями 90 и 140 кэВ при потенциале затвора +5 В и в отсутствие потенциала в процессе облучения. Показано, что максимальный радиационный отклик получается при облучении рентгеновскими квантами с энергией 90 кэВ. Отметим, что все приведенные литературные данные получены в исследованиях при малых дозах облучения.

В настоящее время в литературе нет однозначного мнения о радиационном отклике МОПТ при воздействии малых доз различных видов ИИ в присутствии приложенного потенциала затвор-подложка, поэтому данный вопрос требует дополнительного подробного рассмотрения.

Если отклики МОПТ на различные виды облучения в пределах исследуемого диапазона доз близки, то имеется возможность замены γ -излучения на рентгеновское при анализе радиационной стойкости МОПТ без внесения существенных погрешностей. Установки для обеспечения рентгеновского облучения имеют меньшую стоимость и габариты по сравнению с установками для γ -облучения. Также они не требуют особых мер по захоронению радиоактивных отходов и являются более безопасными в период эксплуатации. Кроме того, исследовательские рентгеновские установки позволяют подавать потенциалы во время облучения непосредственно на МОПТ на промежуточных этапах

производства (до процесса корпусирования ИС). Реализация же активного режима работы (с приложением потенциала затвор–подложка) на облучающих установках, содержащих радионуклидные вещества, проблематична, в то время как исследование подобных режимов работы МОП интегральных схем является необходимой частью прогнозирования их радиационного отклика, так как при эксплуатации в ионизирующей среде схемы находятся под воздействием управляющих потенциалов.

Также известно, что приложение положительного потенциала к затвору при облучении приводит к увеличению радиационного отклика МОПТ за счет улучшения разделения электронно-дырочных пар и уменьшения начальной рекомбинации [4].

Цель работы. Сравнение радиационного отклика МОПТ на гамма- и рентгеновское облучение и оценка влияния приложенного внешнего потенциала затвор–подложка на дозовые зависимости изменения порогового напряжения МОП-транзисторов.

Материалы и методы. Анализ радиационного отклика проводился на n - и p -канальных МОПТ с поликремниевым затвором, легированным фосфором, изготовленных по стандартной планарной кремниевой технологии, с подзатворным оксидом толщиной 120 нм.

Гамма-облучение МОПТ проводилось на установке ГОТ. Мощность дозы гамма-облучения составила 62.5 рад/с. Установка представляет собой замкнутый саркофаг с ячейкой загрузки револьверного типа и 86 радионуклидами Cs-137 внутри. Количество и геометрия расположения источников позволяют создать однородный поток гамма-квантов с энергией 662 кэВ. Облучение осуществляется в квазизамкнутом объеме.

Рентгеновское облучение МОПТ как в активном, так и в пассивном (без приложения потенциала затвор–подложка) режиме осуществлялось на исследовательском рентгеновском излучателе с трубкой с вольфрам-ренийевым катодом, работающей в режиме 40 кВ и 90 мкА. Установка содержит высоковольтный блок с рентгеновской трубкой, блок управления, соединительные кабели и шину заземления. Согласно паспортным данным она позволяет использовать рентгеновские трубки в режиме 45 кВ, 100 мкА. Установка была доукомплектована зондовой станцией и источником напряжения, что позволило подавать различные потенциалы на контактные площадки исследуемых МОПТ во время облучения (в активном режиме). Приложенные к затвору потенциалы варьировались от -3 до $+10$ В.

Определение коэффициента пропорциональности поглощенной дозы для различных видов ИИ. Для сравнения радиационного отклика МОПТ при воздействии рентгеновского и гамма-облучения исследовались транзисторы, изготовленные в едином технологическом цикле на общей пластине кремния с диэлектрической изоляцией (КСДИ). Облучение проводилось в пассивном режиме. Анализировалось изменение порогового напряжения МОПТ. Зависимость этой величины аппроксимировалась в условиях модели, предусматривающей отсутствие генерации новых объемных и поверхностных дефектов. В рамках этой модели процесс захвата радиационно-индуцированных носителей заряда на один тип объемных или поверхностных ловушек описывается зависимостью концентрации заряженных ловушек N_t от дозы облучения D вида [8, 10–13]

Определение коэффициента пропорциональности поглощенной дозы для различных видов ИИ.

Для сравнения радиационного отклика МОПТ при воздействии рентгеновского и гамма-облучения исследовались транзисторы, изготовленные в едином технологическом цикле на общей пластине кремния с диэлектрической изоляцией (КСДИ). Облучение проводилось в пассивном режиме. Анализировалось изменение порогового напряжения МОПТ. Зависимость этой величины аппроксимировалась в условиях модели, предусматривающей отсутствие генерации новых объемных и поверхностных дефектов. В рамках этой модели процесс захвата радиационно-индуцированных носителей заряда на один тип объемных или поверхностных ловушек описывается зависимостью концентрации заряженных ловушек N_t от дозы облучения D вида [8, 10–13]

$$N_t = N_{t0} [1 - \exp(-\beta D)],$$

где N_{t0} – концентрация объемных или поверхностных преддефектов в оксиде; β – коэффициент, пропорциональный сечению захвата ловушки.

Соответствующее изменение порогового напряжения определяется как

$$\Delta U_{th} = \Delta U_{th_{max}} [1 - \exp(-\beta D)],$$

где $\Delta U_{th_{max}}$ – установившееся значение изменения порогового напряжения.

Кроме того, в [2, 14] указано, что за образование как объемного, так и поверхностного зарядов отвечает не менее двух типов ловушек с различными сечениями захвата и концентрациями. Основной вклад вносят ловушки (E' -центры ($-\text{Si} \equiv \text{O}_3$) и P_b -центры ($-\text{Si} \equiv \text{Si}_3$)) в оксиде, пассивированные водородными и гидроксильными группами. Изменение составляющих порогового напряжения, связанных с образованием объемного и поверхностного зарядов в диэлектрике, можно описать суммой как минимум двух таких экспоненциальных компонентов.

Рассматриваемые n - и p -канальные МОПТ изготавливались в едином технологическом цикле и подвергались одинаковому радиационному воздействию. В результате в слой оксида обоих типов МОПТ вносился в среднем одинаковый радиаци-

онно-индуцированный заряд. С учетом знаков зарядов, образующихся в оксиде, изменение порогового напряжения можно разложить на составляющие, которые для указанных МОПТ дают систему [9]

$$\begin{cases} \Delta U_{th\,n} = \Delta U_{ot} - \Delta U_{it}; \\ \Delta U_{th\,p} = \Delta U_{ot} + \Delta U_{it}, \end{cases}$$

где ΔU_{ot} – изменение составляющей порогового напряжения, связанной с накоплением объемного заряда; ΔU_{it} – изменение составляющей порогового напряжения, связанной с зарядом поверхностных состояний.

Плотности радиационно-индуцированных зарядов в подзатворном оксиде и изменения поверхностной и объемной составляющих порогового напряжения МОПТ связаны между собой следующими соотношениями:

$$\Delta N_{it} = \Delta U_{it} C_{ox} / q; \quad \Delta N_{ot} = \Delta U_{ot} C_{ox} / q,$$

где $C_{ox} = \varepsilon_{ox} \varepsilon_0 / d_{ox}$ – удельная емкость диэлектрика (ε_{ox} и ε_0 – диэлектрические проницаемости оксида и вакуума соответственно; d_{ox} – толщина подзатворного оксида); q – элементарный заряд.

Разделение дозовых зависимостей для n - и p -канальных транзисторов на составляющие, связанные с объемным и поверхностным зарядами, проводилось методом транзисторной пары [15]. Зависимости (рис. 1) получены с учетом наличия в диэлектрике двух видов объемных и двух видов поверхностных ловушек [2, 14].

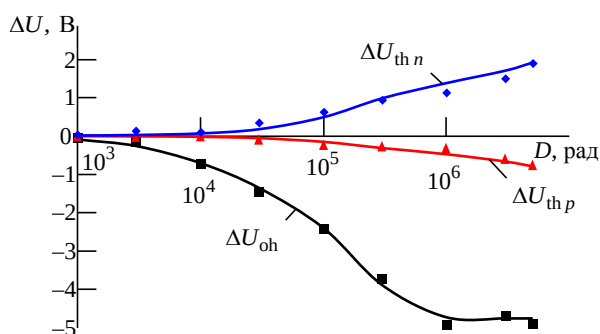


Рис. 1. Дозовые зависимости составляющих изменения порогового напряжения, связанных с объемным зарядом и зарядом поверхностных состояний, для n - и p -канальных МОПТ. Маркеры – результаты измерения, кривые – аппроксимация

Fig. 1. Dose dependences of components shift threshold voltage associated with space and surface charge for n - and p -channel MOSFETs.

Markers – measuring results, lines – approximation

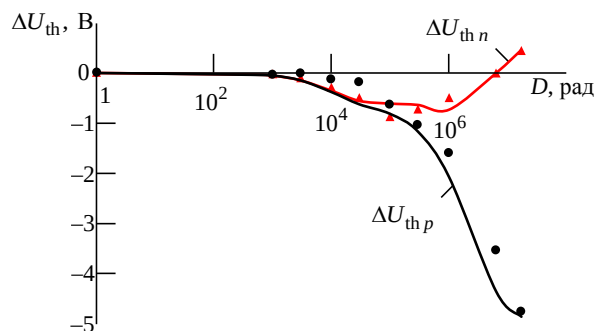


Рис. 2. Дозовые зависимости изменения порогового напряжения для n - и p -канальных МОПТ при гамма-облучении. Маркеры – результаты измерения, кривые – аппроксимация

Fig. 2. Dose dependences of shift threshold voltage for n - and p -channel MOSFETs under gamma irradiation. Markers – measuring results, lines – approximation

Параметры аппроксимации
Approximation parameters

Вид заряда	Параметр аппроксимации	
	Обозначение	Значение
Объемный	$U_{ot\,max1}$, В	0.6
	N_{ot1} , см ⁻²	$1.0 \cdot 10^{11}$
	$U_{ot\,max2}$, В	1.6
	N_{ot2} , см ⁻²	$2.7 \cdot 10^{11}$
	β_1 , рад ⁻¹	$9.0 \cdot 10^{-5}$
	β_2 , рад ⁻¹	$7.0 \cdot 10^{-7}$
Поверхностных состояний	$U_{it\,max1}$, В	2.6
	N_{it1} , см ⁻²	$4.4 \cdot 10^{11}$
	$U_{it\,max2}$, В	0.1
	N_{it2} , см ⁻²	$1.7 \cdot 10^{10}$
	β_1 , рад ⁻¹	$2.5 \cdot 10^{-7}$
	β_2 , рад ⁻¹	$5.0 \cdot 10^{-6}$

Полученные дозовые зависимости и их аппроксимация показаны на рис. 2. Параметры аппроксимации, использованные для анализа дозовых зависимостей, приведены в таблице. Коэффициенты β характеризуют технологию выращивания подзатворного оксида. Они пропорциональны сечению захвата различных ловушек в оксиде: β_{ot1} , β_{ot2} – объемных ловушек двух типов; β_{it1} , β_{it2} – поверхностных ловушек двух типов соответственно. Концентрации заряженных ловушек, внесенных облучением, указываются параметрами: N_{ot1} , N_{ot2} – объемных ловушек двух типов; N_{it1} , N_{it2} – поверхностных ловушек двух типов соответственно. Максимальное изменение напряжения, вносимое ловушками в оксиде, представлено величинами: $U_{ot\,max1}$, $U_{ot\,max2}$ – двумя типами

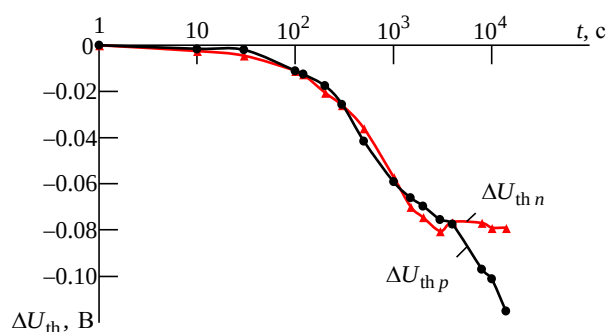


Рис. 3. Временные зависимости изменения порогового напряжения для n - и p -канальных МОПТ при рентгеновском облучении. Маркеры – результаты измерения

Fig. 3. Time dependences of shift threshold voltage for n - and p -channel MOSFETs under X-ray irradiation. Markers – measuring results

объемных ловушек; $U_{it\ max1}$, $U_{it\ max2}$ – двумя типами поверхностных ловушек соответственно.

Зависимости изменения порогового напряжения от времени воздействия рентгеновского излучения для n - и p -канальных МОПТ приведены на рис. 3.

Зависимости, представленные на рис. 2 и 3 для рентгеновского и гамма-облучения, имеют аналогичную форму, следовательно, ионизационный эффект, вызываемый в подзатворном диэлектрике МОПТ этими видами излучения, обусловлен одними и теми же физическими явлениями в оксиде, связанными с процессами захвата носителей на одни и те же ловушки. Одинаковая форма зависимостей изменения порогового напряжения позволяет ввести коэффициент пропорциональности поглощенной дозы гамма-излучения в диоксиде кремния и времени влияния рентгеновского облучения. Из экспериментальных кривых было определено значение этого коэффициента исследованных образцов, составившее 38.5.

Принятый абсолютный коэффициент позволяет обеспечить совпадения дозовых зависимостей и аппроксимирующей кривой, построенной по данным таблицы (рис. 4). Полученный результат дает возможность определить поглощенную дозу рентгеновского излучения для конкретного диэлектрика (диоксида кремния).

Влияние приложенного потенциала. Происходящие процессы в оксиде имеют вероятностный характер. Положительный потенциал приводит к смещению динамического равновесия в сторону процесса захвата носителей на ловушки вблизи границы раздела полупроводник–диэлектрик. Вероятность процесса захвата носителей возрастает за счет увеличения концентрации дырок в этой области [16]. Приложение отрицательного потенциала приводит к уменьшению установившегося значения ΔU_{th} , что связано со смещением динамического равновесия вблизи границы оксид–подложка в сторону высвобождения носителей заряда из ловушек по сравнению со случаем отсутствия внешнего поля при облучении МОПТ.

Значение приложенного в процессе облучения положительного потенциала существенно влияет на дозовые зависимости изменения порогового напряжения. Это обусловлено влиянием напряженности как внутреннего (встроенного), так и внешнего электрического поля на разделение сгенерированных в процессе облучения электронно-дырочных пар в объеме диэлектрика, а также на изменение дрейфовой составляющей подвижности носителей заряда, движущихся через объем подзатворного оксида к ловушкам захвата, расположенным вблизи границы раздела.

Результаты исследования влияния приложенного потенциала затвор–подложка U_{gs} при рент-

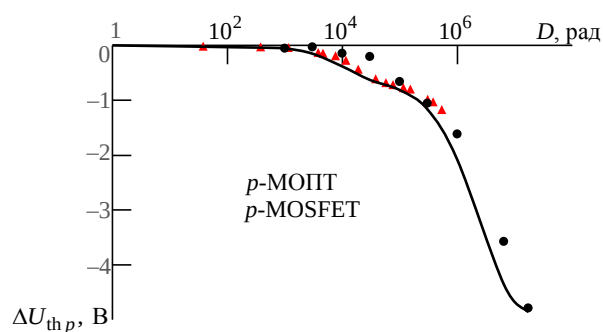
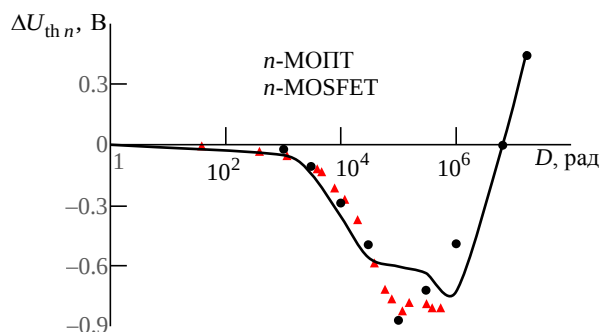


Рис. 4. Дозовые зависимости изменения порогового напряжения для n - и p -канальных МОПТ. Маркеры – результаты измерения: черные – для гамма-излучения, красные – для рентгеновского излучения. Кривые – аппроксимация для обоих типов излучения

Fig. 4. Dose dependences of shift threshold voltage for n - and p -channel MOSFETs. Markers – measuring results: black – for gamma irradiation, red – for X-ray irradiation. Lines – approximation for both types of irradiation

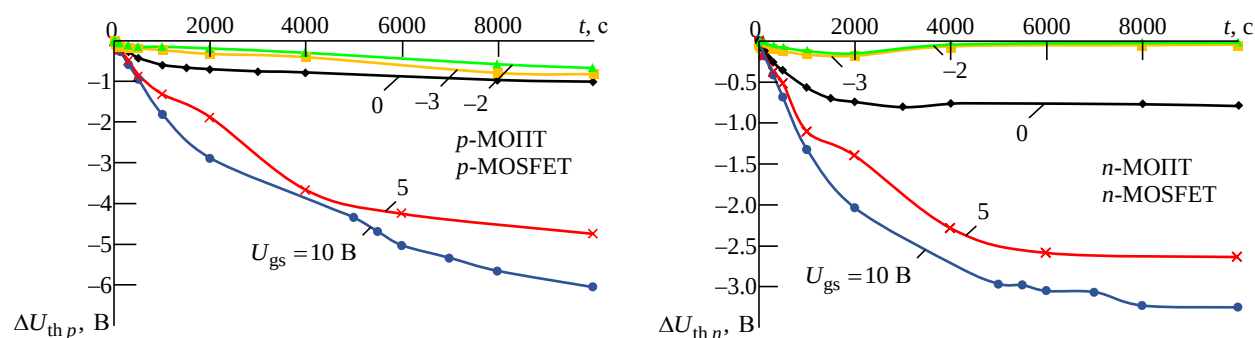


Рис. 5. Временные зависимости изменения порогового напряжения для n - и p -канальных МОПТ при приложении потенциала затвор–подложка в процессе облучения. Маркеры – результаты измерения

Fig. 5. Time dependences of shift threshold voltage for n - and p -channel MOSFETs upon application of the gate-substrate potential during irradiation. Markers – measuring results

геновском облучении для n - и p -канальных МОПТ представлены на рис. 5. Приложенный отрицательный потенциал практически не влияет на дозовые зависимости в пределах погрешности эксперимента. Приложение отрицательного потенциала, в отличие от положительного, приводит к изменению направления напряженности внешнего электрического поля, что вызывает изменение направления движения подвижных носителей заряда, сгенерированных в объеме подзатворного оксида в процессе облучения. В данном случае сгенерированные заряды удаляются от приповерхностной области границы раздела оксид–подложка. Таким образом, основной радиационно-индуцированный заряд формируется у границы затвор–подложка, где он практически не оказывает влияния на приповерхностный слой полупроводниковой подложки, и только дырки, сгенерированные непосредственно в приповерхностной области границы раздела полупроводник–диэлектрик, участвуют в образовании радиационно-индуцированных зарядов в диэлектрике.

Приложение положительного потенциала приводит к увеличению установившегося значе-

ния ΔU_{th} . Установившееся значение, наблюдаемое на дозовой зависимости изменения порогового напряжения МОПТ, связано с состоянием динамического равновесия между захватом и высвобождением различных носителей заряда с ловушек в подзатворном оксиде [16]. Приложенный внешний потенциал, равный -2 В, приводит к перекompенсации встроенного потенциала диэлектрика в МОПТ-структуре, обусловленного контактной разностью потенциалов затвор–подложка и встроенным зарядом в диэлектрик, возникнувшем в процессе термического окисления кремния. Дальнейшее увеличение отрицательного внешнего потенциала затвор–подложка не приводит к существенным изменениям дозовых зависимостей сдвига пороговых напряжений n - и p -канальных МОПТ.

Зависимости ΔU_{th} от приложенного потенциала затвор–подложка U_{gs} для различных доз гамма-излучения (рис. 6) демонстрируют тенденцию к достижению установившихся значений. При малых дозах облучения (до $1.9 \cdot 10^4$ рад) изменение порогового напряжения слабо зависит от

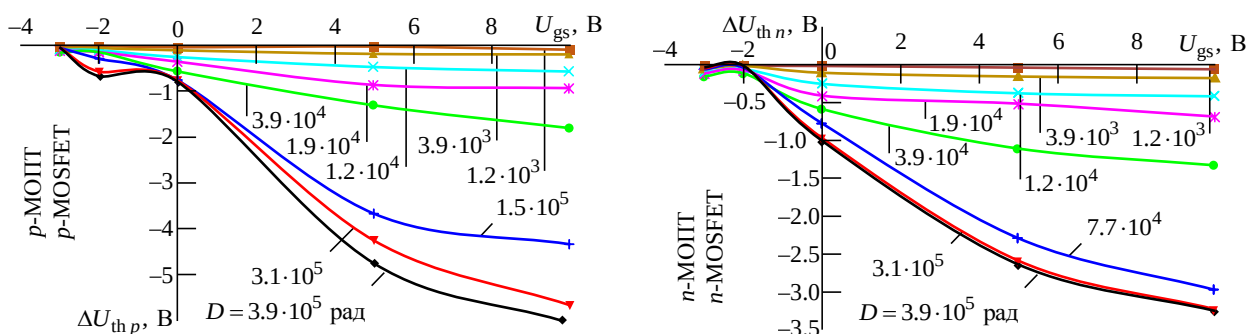


Рис. 6. Зависимости изменения порогового напряжения для n - и p -канальных МОПТ от потенциала затвор–подложка, приложенного в процессе облучения. Маркеры – результаты измерения

Fig. 6. Dependences of shift threshold voltage for n - and p -channel MOSFETs upon the gate-substrate potential application during irradiation. Markers – measuring results

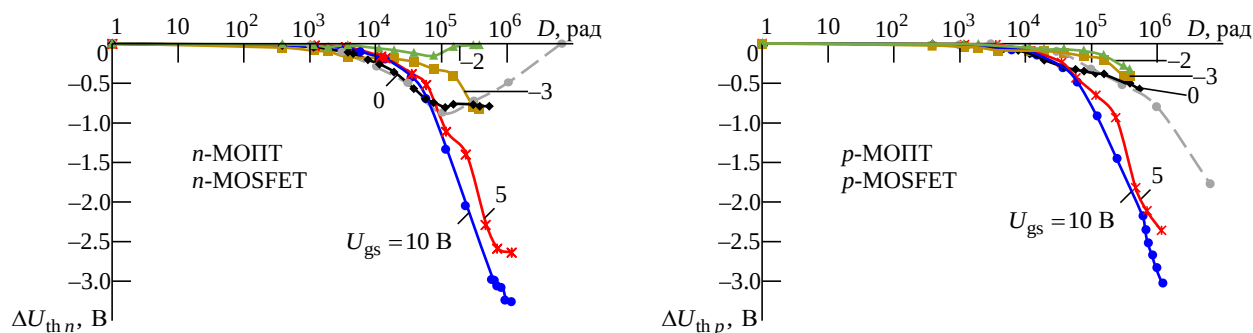


Рис. 7. Зависимости изменения порогового напряжения для n - и p -канальных МОПТ от потенциала затвор–подложка, приложенного в процессе облучения, скорректированные с учетом поправочного коэффициента пропорциональности. Сплошные кривые – рентгеновское облучение, штриховая кривая – гамма-облучение. Маркеры – результаты измерения

Fig. 7. Dependences of shift threshold voltage for n - and p -channel MOSFETs upon the gate–substrate potential application during irradiation, adjusted for the correction proportionality coefficient.
Solid lines – X-ray irradiation, dashed line – gamma irradiation. Markers – measuring results

приложенного потенциала. При потенциалах более 5 В рассматриваемые зависимости достигают установившихся значений, причиной чего является ограниченное количество образовавшихся в процессе облучения дырок, способных участвовать в формировании объемного и поверхностного заряда вблизи границы раздела кремний–диоксид кремния.

При больших дозах облучения количество сгенерированных электронно-дырочных пар значительно увеличивается, и зависимость изменения порогового напряжения от напряжения на затворе, приложенного в процессе облучения имеет большую крутизну. Установившиеся значения не достигаются даже при потенциале на затворе, равном +10 В, что свидетельствует о том, что в исследованном диапазоне доз рентгеновского облучения количество имеющихся ловушек захвата заряда превышает количество сгенерированных в процессе облучения дырок, достигнувших приповерхностной области полупроводника.

При отрицательных потенциалах на затворе зависимость изменения порогового напряжения от потенциала затвора, приложенного в процессе облучения, будет слабой во всем исследуемом диапазоне доз (как указано ранее) за счет расположения объемного и поверхностного зарядов у внешней границы оксида, где этот заряд оказывает минимальное влияние на подзатворную приповерхностную область подложки исследуемых МОПТ.

Влияние приложенного к затвору напряжения на коэффициент пропорциональности. Анализ дозовых зависимостей изменения порогового напряжения при воздействии гамма- и рентгеновского излучений в пассивном, а также рентгеновского излучения в активном режиме при приложении по-

тенциалов затвор–подложка различных значений и полярностей показал, что при малых дозах облучения (менее $1 \cdot 10^4$ рад) возможно ввести коэффициент пропорциональности, который позволит приравнять радиационные отклики МОПТ вследствие воздействия активного и пассивного режимов облучения.

Следует отметить, что полученный коэффициент пропорциональности между пассивными режимами гамма- и рентгеновского облучения, равный 38.5, совпадает с коэффициентом пропорциональности между пассивным режимом гамма-облучения и различными активными режимами рентгеновского облучения при отрицательном потенциале затвор–подложка.

Для активных режимов при положительной полярности коэффициент превышает указанное значение примерно в 3 раза и составляет 120. Как для отрицательной, так и для положительной полярности активного режима рентгеновского облучения коэффициент пропорциональности в рассматриваемом диапазоне напряжений затвор–подложка не зависит от потенциала.

Дозовые зависимости изменения порогового напряжения при приложении различных потенциалов к затвору в процессе рентгеновского и гамма-облучения с учетом поправочных коэффициентов пропорциональности приведены на рис. 7.

Результаты исследования. Подобность характера дозовых зависимостей для гамма- и рентгеновского облучения, что коррелирует с данными авторов работы [7], позволяет описать зависимости при помощи одной аппроксимирующей кривой, что свидетельствует об идентичности параметров процессов образования, переноса и захвата подвижных носителей заряда в подзатворном диэлектрике МОПТ для различных видов

ИО. Параметры аппроксимации зависят от технологии изготовления МОПТ и полностью определяются сечением захвата и концентрацией ловушек. Для исследованной технологии дозовые зависимости хорошо описываются с учетом двух типов ловушек, участвующих в образовании объемного заряда, и двух типов ловушек, участвующих в образовании амфотерных поверхностных состояний. Параметры аппроксимации представлены в таблице. Полученные значения параметра β несколько отличаются от рассчитанных по модели, представленной в [17]: для объемного заряда $\beta = 6 \cdot 10^{-6} \text{ рад}^{-1}$, для заряда поверхностных состояний $\beta = 6 \cdot 10^{-7} \text{ рад}^{-1}$, однако необходимо отметить, что авторы указанной работы в своей модели учитывали наличие только одного типа ловушек захвата как для объемного заряда, так и для заряда поверхностных состояний.

Исследование активных режимов показало сильную зависимость радиационного отклика МОПТ от значения и полярности приложенного потенциала. Внешний потенциал в зависимости от полярности приводит к формированию заряда у одной из границ раздела подзатворного оксида. В формировании зарядов в оксиде при облучении принимают участие дырки, поэтому основной заряд образуется у более отрицательного электрода (затвора или подложки). Заряд, сформированный у

границы раздела затвор–оксид, практически не влияет на приповерхностную область подложки и параметры МОПТ, поэтому больший радиационный отклик имеют МОПТ, облученные при положительном потенциале на затворе.

Для малых доз облучения (менее $1.9 \cdot 10^4 \text{ рад}$) поправочный коэффициент для перехода от активного режима рентгеновского облучения к пассивному не зависит от значения приложенного потенциала затвор–подложка, а определяется только его полярностью. При приложении отрицательного потенциала затвор–подложка в исследуемом диапазоне напряжений он соответствует пассивному режиму и составляет 38.5. При приложении положительного потенциала этот коэффициент также неизменен и составляет 120. Поэтому применение активного режима может уменьшить время облучения для получения необходимого радиационного отклика при неизменной мощности дозы, что обеспечивает уменьшение длительности испытаний.

Заключение. Результаты проведенных исследований и моделирования показали, что дозовые зависимости для гамма-облучения и временные зависимости для рентгеновского облучения в пассивном режиме имеют аналогичную форму, что позволяет ввести поправочный коэффициент пропорциональности, зависящий от мощности дозы рентгеновского облучения, позволяющий пересчитать временную зависимость в дозовую.

Список литературы

1. Таперо К. И., Улимов В. Н., Членов А. М. Радиационные эффекты в кремниевых интегральных схемах космического применения. М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2012. 305 с.
2. Першенков В. С. Попов В. Д., Шальнов А. В. Поверхностные радиационные эффекты в элементах электронных микросхем. М.: Энергоатомиздат, 1988. 256 с.
3. Гуртов В. А. Влияние ионизирующего излучения на свойства МДП-приборов // Обзоры по электронной технике. Сер. 2. Полупроводниковые приборы / ЦНИИ Электроника. М., 1978. Вып. 14, № 505. С. 3–31.
4. Чумаков А. И. Действие космической радиации на интегральные схемы. М.: Радио и связь, 2004, 320 с.
5. Александров О. В., Мокрушина С. А. Модель накопления зарядов в *n*- и *p*-МОП-транзисторах при туннельной инжекции электронов из затвора // Физика и техника полупроводников. 2018. Вып. 6. С. 637–642. doi: 10.21883/FTP.2018.06.45929.8717
6. Александров О. В. Влияние смещения на поведение МОП-структур при ионизирующем облучении // Физика и техника полупроводников. 2015. Т. 49, вып. 6. С. 793–798.
7. Benedetto J. M., Boesch H. E. The relationship between ^{60}Co and 10 keV X-ray damage in MOS devices // IEEE Trans. Nucl. Sci. 1986. Vol. NS-33, № 6. P. 1318–1923.
8. Поверхностные радиационные эффекты в интегральных схемах / А. В. Согоян, Г. И. Зебрев, А. Ю. Никифоров, В. С. Першенков, А. И. Чумаков // Модель космоса: в 2 т. Т. 1: Воздействие космической среды на материалы и оборудование космических аппаратов / под ред. Л. И. Панасюка и Л. С. Новикова. Гл. 1.18. М.: КДУ, 2007. С. 466–493.
9. Sensitivity of P-Channel MOSFET to X- and Gamma-Ray Irradiation / M. Pejovic, O. Ciraj-Bjelac, M. Kovacevic, Z. Rajovic, G. Ilic // Intern. J. of Photoenergy. 2013. Art. 158403. 7 p. doi: 10.1155/2013/158403
10. Чжо Ко Вин. Применение ионизирующего излучения для ускоренных испытаний МОП интегральных схем // Электронная техника. Сер. Полупроводниковые приборы. 2012. № 1 (228). С. 54–56.
11. Прогнозирование локальных радиационных эффектов в ИС при воздействии факторов космического пространства / А. И. Чумаков, А. Л. Васильев, А. А. Козлов, Д. О. Кольцов, А. В. Криницкий, А. А. Печен

кин, А. С. Тарараксин, А. В. Яненко // Микроэлектроника. 2010. Т. 39, № 2. С. 85–90.

12. Барабан А. П., Булавинов В. В., Коноров П. П. Электроника слоев SiO₂ на кремнии. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1988. 304 с.

13. Романов Н. М., Мокрушина С. А. Влияние гамма-облучения на МДП-структуры с тонким оксидом Al₂O₃ // Перспективные материалы. 2018. № 2. С. 17–24. doi: 10.30791/1028-978X-2018-2-17-22

14. Коршунов Ф. П., Богатырев Ю. В., Вавилов В. А. Воздействие радиации на интегральные микросхемы. Минск: Наука и техника, 1986. 254 с.

15. Fleetwood D. M. Dual-transistor method to determine threshold-voltage shifts due to oxide-trapped charge and interface-traps in metal-oxide semiconductor devices // Appl. Phys. Lett. 1989. Vol. 55, iss. 5. P. 466–468. doi: 10.1063/1.101854

16. Oldham T. R., McLean F. B. Total ionizing dose effects in MOS oxides and devices // IEEE Trans. Nuclear Science. 2003. Vol. 50, № 3. P. 483–499. doi: 10.1109/TNS.2003.812927

17. Лазарь А. П., Коршунов Ф. П. Моделирование радиационной стойкости элементов логических КМОП интегральных схем // Докл. БГУИР. 2013. № 5. С. 17–23.

Информация об авторах

Мокрушина Светлана Андреевна – инженер по специальности "Электронное приборостроение" (2006, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), старший преподаватель кафедры электронного приборостроения указанного университета, ведущий инженер физико-химической лаборатории АО "Светлана-Полупроводники". Выпускница аспирантуры СПбГЭТУ "ЛЭТИ" по специальности "Твердотельная электроника" (2018). Автор 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – твердотельная электроника.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: svetilnik_84@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1155-2911>

Романов Николай Михайлович – кандидат физико-математических наук (2019), начальник физико-химической лаборатории АО "Светлана-Полупроводники". Инженер кафедры физики полупроводников и нанoeлектроники Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого. Автор 25 научных работ. Сфера научных интересов – материаловедение, в частности тонкие органические и диэлектрические пленки.

Адрес: АО "Светлана-Полупроводники", пр. Энгельса, д. 27, Санкт-Петербург, 194156, Россия

E-mail: nikromanov.90@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-7814-7569>

References

1. Tapero K. I., Ulimov V. N., Chlenov A. M. *Radiatsionnyye efekty v kremniyevykh integral'nykh skhemakh kosmicheskogo primeneniya* [Radiation Effects in Silicon Integrated Circuits for Space Applications]. Moscow, BINOM. Laboratoriya znaniy, 2012, 305 p. (In Russ.)

2. Pershenkov V. S., Popov V. D., Shal'nov A. V. *Poverkhnostnyye radiatsionnyye efekty v elementakh elektronnykh mikroskhem* [Surface Radiation Effects in Elements of Electronic Microcircuits]. Moscow, Energoatomizdat, 1988, 256 p. (In Russ.)

3. Gurtov V. A. *Vliyaniye ioniziruyushchego izlucheniya na svoystva MDP-priborov* [The Effect of Ionizing Radiation on the Properties of MIS Devices]. Reviews on Electronic Technology. Moscow, TSNII Elektronika, 1978, iss. 14, no. 595, pp. 3–31. (In Russ.)

4. Chumakov A. I. *Deystviye kosmicheskoy radiatsii na IS* [The Effect of Cosmic Radiation on Integrated Circuits]. Moscow, Radio i svyaz', 2004, 320 p. (In Russ.)

5. Aleksandrov O. V., Mokrushina S. A. Model for Charge Accumulation in *n*- and *p*-MOS Transistors during Tunneling Electron Injection from a Gate. Semiconductors. 2018, no. 52 (6), pp. 783–788. doi: 10.1134/S1063782618060027

6. Aleksandrov O. V. On the Effect of Bias on the Behavior of MOS Structures Subjected to Ionizing Radiation. Semiconductors. 2015, no. 49 (6), pp. 774–779. doi: 10.1134/S1063782615060020

7. Benedetto J. M., Boesch H. E. The Relationship Between ⁶⁰Co and 10 keV X-Ray Damage in MOS Devices. IEEE Trans. Nucl. Sci. 1986, no. 6, pp. 1318–1923.

8. Sogoyan A. V., Zebrev G. I., Nikiforov A. Yu., Pershenkov B. S., Chumakov A. I. *Poverkhnostnyye radiatsionnyye efekty v integral'nykh skhemakh* [Surface Radiation Effects in Integrated Circuits]. Space model. Vol. 1. Ed. by L. I. Panasyuk, L. S. Novikov. Moscow, KDU, 2007, pp. 466–493. (In Russ.)

9. Pejovic M., Ciraj-Bjelac O., Kovacevic M., Rajovic Z., Ilic G. Sensitivity of P-Channel MOSFET to X- and Gamma-Ray Irradiation. International Journal of Photoenergy. 2013, № 158403, pp. 1–7. doi: 10.1155/2013/158403

10. Chzho Ko Vin. The Use of Ionizing Radiation for Accelerated Testing of MOS Integrated Circuits. Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor Devices. 2012, no. 1 (228), pp. 54–56. (In Russ.)

11. Chumakov A. I., Vasil'yev A. L., Kozlov A. A., Kol'tsov D. O., Krinitskiy A. V., Pechenkin A. A., Tararaksin A. S., Yanenko A. V. Prediction of Local Radiation Effects in Integrated Circuits under the Influence of Outer Space Factors. *Microelectronics*. 2010, vol. 39, no. 2, pp. 85–90. (In Russ.)
12. Baraban A. P., Bulavinov V. V., Konorov P. P. *Elektronika slojev SiO₂ na kremnii* [Electronics of SiO₂ Layers on Silicon]. Leningrad, *Izd. Leningradskogo universiteta*, 1988, 304 pp. (In Russ.)
13. Romanov N. M., Mokrushina S. A. Gamma Irradiation Effect to MOS Structures with Thin Al₂O₃ Oxide. *Prospective materials*. 2018, no. 2, pp. 17–24. (In Russ.) doi: 10.30791/1028-978X-2018-2-17-22
14. Korshunov F. P., Bogatyrev Yu. V., Vavilov V. A. The Effect of Radiation on Integrated Circuits. Minsk, Science and technology, 1986, 254 p. (In Russ.)
15. Fleetwood D. M. Dual-Transistor Method to Determine Threshold-Voltage Shifts Due to Oxide-Trapped Charge and Interface-Traps in MOS Devices. *Appl. Phys. Lett.* 1989, no. 55, pp. 466–468. doi:10.1063/1.101854
16. Oldham T. R. Total Ionizing Dose Effects in MOS Oxides and Devices. *IEEE Trans. Nuclear Physics*. 2003, no. 50 (3), pp. 483–499. doi: 10.1109/TNS.2003.812927
17. Lazar' A. P., Korshunov F. P. *Modelirovaniye radiatsionnoy stoykosti elementov logicheskikh KMOP integral'nykh skhem* [Modeling the Radiation Resistance of Elements of Logical CMOS Integrated Circuits]. *Doklady BGUIR*, 2013, no. 5, pp. 17–23. (In Russ.)

Information about the authors

Svetlana A. Mokrushina, Engineer specializing in electronic instrumentation (2006, Saint Petersburg Electrotechnical University), Senior Lecturer of the Department of Electronic Instrumentation of named university, Lead Engineer of the Physical and Chemical Laboratory of JSC Svetlana–Semiconductors. The author of 10 scientific publications. Area of expertise: solid state electronics.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: svetilnik_84@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1155-2911>

Nikolay M. Romanov, Cand. Sci. (Rhyd.-Math.) (2019), Head of the Physical and Chemical Laboratory of JSC Svetlana–Semiconductors. Engineer of the Department of Physics of Semiconductors and Nanoelectronics of Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University. The author of 25 scientific publications. Area of expertise: materials science, in particular thin organic and dielectric films.

Address: JSC Svetlana–Semiconductors, 27 Engels Ave., St Petersburg 194156, Russia

E-mail: nikromanov.90@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-7814-7569>

Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника

УДК 621.382.22

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-1-41-51>

Характеристики *pin*-структуры с дискретно металлизированной поверхностью *i*-области

А. А. Даниленко¹, А. Д. Иванов¹, В. Л. Иванов³, В. В. Марочкин²,
Н. И. Михайлов^{1✉}, В. В. Перепеловский¹

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

² Pixpolar Oy, Espoo, Finland

³ Национальный исследовательский университет ИТМО, Санкт-Петербург, Россия

✉miknikiv51@gmail.com

Аннотация

Введение. В настоящее время интерес к совершенствованию *pin*-структур продолжает оставаться в центре внимания разработчиков электронных устройств. К устройствам, в которых используются такие структуры, можно отнести энергонезависимую память, устройство защиты от статического напряжения, *pin*-диоды с регулируемыми характеристиками и др. Однако вопросу управления характеристиками *pin*-структур посредством использования дискретной металлизации на поверхности *i*-области уделено недостаточное внимание.

Цель работы. Исследование влияния дискретной металлизации поверхности *i*-области на статические и динамические характеристики *pin*-структуры, компенсацию дефектов, управление эффективностью *pin*-фотодетектора.

Материалы и методы. Исследуемая *pin*-структура состоит из *p*+-области, легированной бором; *n*+-области, легированной фосфором; *i*-области, легированной фосфором; полуизолирующей подложки; металлизации подложки; управляющего затвора из поликремния; слоя диэлектрика из оксида кремния. Двумерный численный анализ распределения потенциала, концентрации свободных носителей заряда и токов выполнялся в среде Synopsys Sentaurus TCAD.

Результаты. Выполнен двумерный анализ дискретно металлизированных *pin*-структур. Определены напряжения, подаваемые на затворы *i*-области, компенсирующие влияние дефектов, образованных электронным облучением. Проведено моделирование четырех структур *pin*-фотодетектора, в которых управляющие затворы выполнены в виде структуры металл-диэлектрик-полупроводник. Показана возможность увеличения чувствительности *pin*-фотодетектора подачей соответствующих потенциалов на затворы.

Заключение. Исследовано влияние дискретной металлизации *i*-области *pin*-структуры. Предложен метод коррекции характеристик облученного *pin*-диода до исходных характеристик. Тем самым появляется возможность использования таких диодов в электронике с высокими требованиями к работе в зонах с повышенной радиацией. Предложена конструкция фотодетектора повышенной чувствительности с управляющими затворами на поверхности *i*-области и с разделением структуры низколегированной *i*-области на две области *p*- и *n*-типов проводимости.

Ключевые слова: *pin*-диод управляемый, *pin*-диод программируемый, МДП-затворы *i*-области, Synopsys Sentaurus TCAD

Для цитирования: Характеристики *pin*-структуры с дискретно металлизированной поверхностью *i*-области / А. А. Даниленко, А. Д. Иванов, В. Л. Иванов, В. В. Марочкин, Н. И. Михайлов, В. В. Перепеловский // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 1. С. 41–51. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-41-51

Благодарности. Авторы выражают благодарность И. А. Толкачеву за проведение расчетов в пакете моделирования TCAD Synopsys.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 11.09.2019; принята к публикации после рецензирования 28.01.2020; опубликована онлайн 28.02.2020



The Characteristics of the *pin*-Structure with a Discrete Metallic Surface *i*-Region

Alexander A. Danilenko¹, Alexander D. Ivanov¹, Vladimir L. Ivanov³,
Vladislav V. Marochkin², Nikolay I. Mikhailov^{1✉}, Vadim V. Perepelovskiy¹

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²Pixpolar Oy, Espoo, Finland

³ITMO University, St Petersburg, Russia

✉ miknikiv51@gmail.com

Abstract

Introduction. Currently, an interest in improving *pin*-structures continues to be the focus of attention of developers of electronic devices. Devices that use controlled *pin*-structures include: non-volatile memory, static voltage protection device, *pin*-diodes with adjustable characteristics, etc. However, insufficient attention is paid to the issue of controlling the characteristics of *pin*-structures by using discrete metallization on the surface of *i*-region.

Aim. Investigation of the influence of discrete metallization of the surface of *i*-region on static and dynamic characteristics of *pin*-structure, defect compensation, and efficiency control of the *pin*-photodetector.

Materials and methods. The *pin*-structure under study consisted of p^+ -boron-doped region; n^+ -phosphorus-doped region; *i*-phosphorus-doped region; semi-insulating substrate; metallization of the substrate; polysilicon control gate; and a silicon oxide dielectric layer. Two-dimensional numerical analysis of the potential distribution, of the concentration of free charge carriers and currents was performed in the Synopsys Sentaurus TCAD environment.

Results. Two-dimensional analysis of discretely metallized *pin*-structures was performed. The stresses applied to the gates of *i*-region that compensated the influence of defects formed by electron irradiation were determined. Four *pin*-photodetector structures were modeled, in which the control gates were performed in the form of metal–dielectric–semiconductor structure. The possibility of increasing the sensitivity of the *pin*-photodetector by applying the corresponding potentials to the gates was demonstrated.

Conclusion. An effect of discrete metallization of *i*-region of the *pin*-structure was investigated. A method for correcting of the characteristics of the irradiated *pin*-diode to the initial characteristics was proposed. It makes possible to use such diodes in electronics with high requirements for operating in areas with high radiation. The design of a high-sensitivity photodetector with control gates on the surface of *i*-region and with the structure of low alloy *i*-region split into two regions (p - and n -type conductivity) was proposed.

Keywords: *pin*-controlled diode, *pin*-programmable diode, MOS gates of the *i*-region, Synopsys Sentaurus TCAD

For citation: Danilenko A. A., Ivanov A. D., Ivanov V. L., Marochkin V. V., Mikhailov N. I., Perepelovskiy V. V. The Characteristics of the *pin*-Structure with a Discrete Metallic Surface *i*-Region. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 1, pp. 41–51. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-41-51

Acknowledgments. The authors are grateful to I. A. Tolkachev for performing calculations in the TCAD Synopsys simulation package.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 11.09.2019; accepted 28.01.2020; published online 28.02.2020

Введение. Управляющие затворы на поверхности *i*-области *pin*-диода привлекают внимание исследователей как с точки зрения расширения функциональных возможностей, так и в связи с интеграцией таких устройств. Опубликовано не-

сколько работ, в которых рассматривались *pin*-диоды с дискретной металлизацией *i*-области. Изменение времени переключения управляемых *pin*-структур рассматривалось в [1]. Управляемые затвором *pin*-диоды также применяются при ан-

тистатической защите интегральных микросхем [2]. Развитием этого направления является интегрирование управляемых *pin*-структур. Так, на основе *pin*-структуры реализована энергонезависимая память [3]. Интегрирование управляемой *pin*-структуры в энергонезависимую память рассмотрено в [4, 5]. В последнее время получило распространение использование в *pin*-структурах 3D-затворов [6].

Известны исследования влияния радиации на приборы и устройства. Например, в [7] исследовалась деградация кремниевых $n^+ - n - p^+$ -структур в результате воздействия высокоэнергетического ($10^{15} \dots 10^{16} \text{ см}^{-2}$) электронного/протонного облучения. Целью работы [8] было исследование влияния дозы электронного облучения на вольт-амперную характеристику (ВАХ) и низкочастотные шумы (токовые и $1/f$) 4H-SiC *pin*-диодов.

В [9] исследованы изменения ВАХ и барьера Шотки диода *p*-типа в зависимости от дозы электронного облучения. В процессе облучения могут меняться кристаллическая структура и электрические свойства полупроводника. В некоторых ситуациях это делается намеренно, чтобы точно скорректировать быстродействие, емкость. В [10–12] представлено влияние на динамические характеристики диодов облучения высокоэнергетическими частицами. Иногда, наоборот, излучение вызывает нежелательные изменения характеристик [13]. В последнее время было опубликовано несколько работ [14–16], в которых исследовалось влияние металлических электродов, находящихся на поверхности *i*-области, на свойства *pin*-диода.

Настоящая статья посвящена моделированию кремниевых *pin*-диодов с дискретно металлизированной поверхностью. Исследовано влияние дефектов, вызванных электронным облучением *pin*-диода, на вид ВАХ и время открытия диода. Выполнена коррекция статических и динамических характеристик *pin*-диода посредством задания необходимых потенциалов на затворы *pin*-структуры. Определены напряжения, подаваемые на затворы для компенсации влияния дефектов.

Наряду с исследованием влияния дискретной металлизации на характеристики *pin*-диода в статье приведены результаты исследования влияния металлических электродов, находящихся на поверхности *i*-области, на чувствительность фотодетектора на основе *pin*-структуры. Исследованы четыре различные конструкции *pin*-фотодетекторов,

в которых плавающие затворы выполнены в виде структуры металл–диэлектрик–полупроводник (МДП). Исследовано влияние геометрии затворов и потенциалов, поданных на них, на чувствительность фотодетектора. Кроме того, изучалось влияние разделения структуры низколегированной *i*-области на две низколегированные области *p*- и *n*-типа проводимости на чувствительность *pin*-фотодетектора. Моделирование исследованных устройств выполнялось в среде Synopsys Sentaurus TCAD.

Результаты моделирования *pin*-диода. Программная среда Synopsys Sentaurus TCAD позволяет описывать ловушки, возникающие в результате облучения, которые создают дополнительные энергетические уровни в запрещенной зоне, а также учитывать захват и хранение пространственного заряда на ловушках. В статье исследовано влияние электронного облучения на ВАХ и характеристики открытия *pin*-структуры. Рассматривалась полностью облученная структура, в силу чего она характеризуется однородным распределением ловушек с параметрами, соответствующими электронному облучению [17]. Для предварительного анализа и моделирования была выбрана структура, представленная на рис. 1. В процессе моделирования подбирались геометрические размеры управляющих электродов и потенциалы на них с целью наиболее эффективного влияния на ВАХ *pin*-диода и время переключения.

На рис. 2 показаны ВАХ для исходной и подвергнутой электронному облучению *pin*-структуры в диапазоне от 0 до 1.7 В. В разработанной структуре с дискретной металлизацией поверхности обеспечивается компенсация вклада ловушек на ВАХ *pin*-диода посредством подачи напряжения на затворы. Положительное напряжение действует аналогично ловушкам, и угол наклона ВАХ уменьшается, а при отрицательном напряжении возникает обратная ситуация и появляется возможность компенсировать вклад дефектов в ВАХ. Напряжения разных знаков, поданные на затворы, позволяют достичь лучшего результата по коррекции ВАХ *pin*-структуры. При подаче отрицательного напряжения на затвор G1 $U_{G1} = -5.2 \text{ В}$ и положительного напряжения на затвор G3 $U_{G3} = 5.2 \text{ В}$ достигается максимальное увеличение крутизны ВАХ. В процессе исследования обнаружено, что зависимость компенсирующих напряжений на затворах структуры от концентрации дефектов близка к линейной.

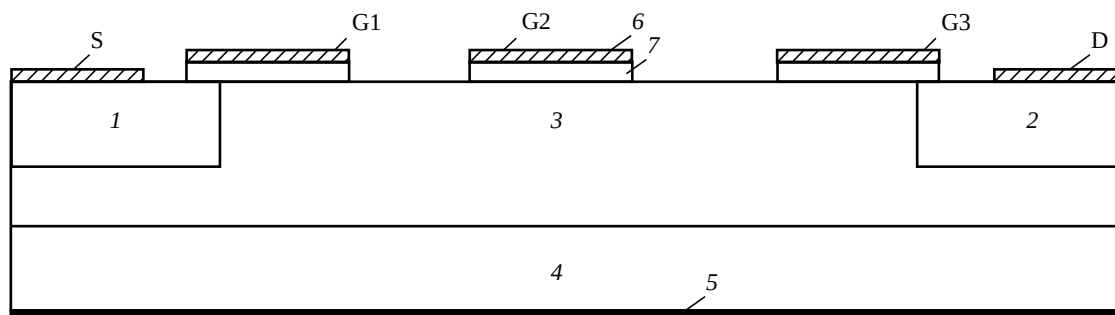


Рис. 1. Топология исследуемого *pin*-диода: S – исток; G1–G3 – затворы; D – сток; 1 – p^+ -область, легированная бором с концентрацией $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$; 2 – n^+ -область, легированная фосфором с концентрацией $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$; 3 – n -область, легированная фосфором с концентрацией $1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; 4 – полуизолирующая подложка; 5 – металлизация подложки; 6 – управляющий затвор из поликремния толщиной 4 нм; 7 – слой диэлектрика из диоксида кремния толщиной 1.8 нм

Fig. 1. Topology of the *pin*-diode under study: S – source; G1–G3 – gates; D – drain; 1 – p^+ -area doped with boron with a concentration of $1 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$; 2 – n^+ -area doped with phosphorus with a concentration of $1 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$; 3 – n -area doped with phosphorus with a concentration of $1 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$; 4 – semi-insulating substrate; 5 – metallization of the substrate; 6 – polysilicon control gate with a thickness of 4 nm; 7 – layer of silicon dioxide dielectric with a thickness of 1.8 nm

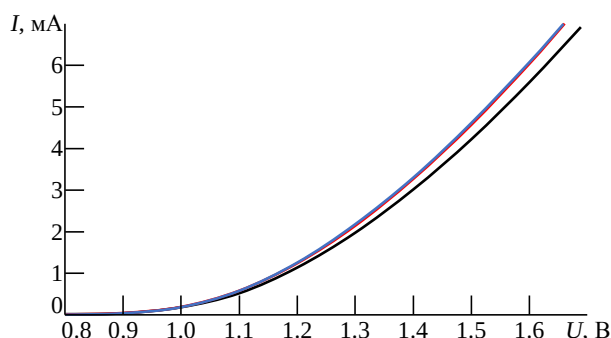


Рис. 2. Компенсация ВАХ *pin*-диода дополнительными затворами. Красная линия – исходная ВАХ диода; черная линия – ВАХ диода после облучения; синяя линия – ВАХ диода после облучения и компенсации смещением на затворах

Fig. 2. Compensation of the *pin*-diode current-voltage characteristics (CVC) with additional gates. Red line – the initial diode CVC; black line – diode CVC after irradiation; blue line – diode CVC after irradiation and gate compensation ($U_{G1} = -5.2 \text{ V}$; $U_{G2} = 0$; $U_{G3} = 5.2 \text{ V}$)

Дефекты в *pin*-структуре меняют скорость нарастания тока. Как следствие, требуется коррекция характеристики переключения для возвращения времени открытия к времени открытия бездефектного *pin*-диода. Как было показано в [18], характеристики переключения управляются затворами на поверхности *pin*-структуры. На рис. 1 отмечены затворы G1–G3, обеспечивающие коррекцию характеристик переключения, представленных на рис. 3. Крайние затворы (G1 и G3) обеспечивают регулировку тока и времени открытия, что позволяет управлять крутизной ВАХ и характеристиками переключения. Введение в модель среднего затвора G2 позволяет настраи-

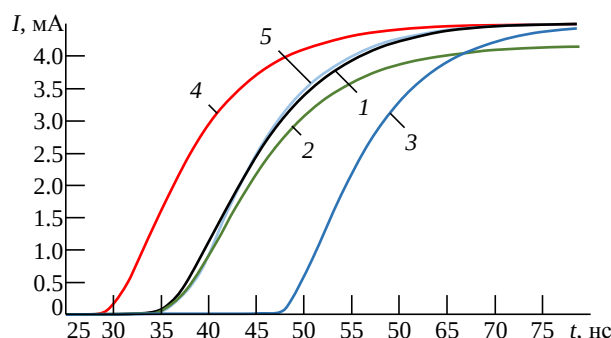


Рис. 3. Характеристики переключения *pin*-диода: 1 – исходного (без дефектов); 2 – облученного; 3 – облученного с увеличением времени открытия за счет напряжения на компенсирующем затворе ($U_{G2} = -0.8 \text{ V}$); 4 – облученного с уменьшением времени открытия за счет напряжения на компенсирующем затворе ($U_{G2} = 0.6 \text{ V}$); 5 – облученного с напряжениями на компенсирующих затворах ($U_{G1} = -5.2 \text{ V}$; $U_{G2} = -0.6 \text{ V}$; $U_{G3} = 5.2 \text{ V}$)

Fig. 3. Switching *pin*-diode characteristics: 1 – original (without defects); 2 – irradiated diode; 3 – irradiated diode with increasing opening time due to voltage at the compensating gate ($U_{G2} = -0.8 \text{ V}$); 4 – irradiated diode with decreasing opening time due to voltage at the compensating gate ($U_{G2} = 0.6 \text{ V}$); 5 – irradiated diode with compensating voltage at the compensation gates ($U_{G1} = -5.2 \text{ V}$; $U_{G2} = -0.6 \text{ V}$; $U_{G3} = 5.2 \text{ V}$)

вать время открытия. При подаче положительного смещения на G2 время открытия уменьшалось (рис. 3, 4, $U_{G2} = 0.6 \text{ V}$), при отрицательном – увеличивалось (рис. 3, 3, $U_{G2} = -0.8 \text{ V}$). Применение одновременно трех затворов дает возможность достаточно точно корректировать характеристику переключения *pin*-диода, что видно при

сравнении зависимостей 1, 2 и 3 на рис. 3. Результаты корректировки отображены зависимостью 5.

Таким образом, моделирование показало возможность коррекции характеристик *pin*-структуры, подвергнутой воздействию электронной радиации, путем нанесения на поверхность диода трех МДП-затворов и подачей на них необходимых потенциалов. К корректируемым характеристикам относятся ВАХ и характеристики открытия *pin*-структуры. Описанный метод позволяет скорректировать отклонение рабочих характеристик подвергнутого облучению диода до заводских характеристик, тем самым позволяет использовать такие диоды в электронике с высокими требованиями к работе в зонах с повышенной радиацией и обеспечивает более длительное использование устройства.

Исследовано влияние металлических электродов (затворов), находящихся на поверхности *i*-области, на чувствительность *pin*-фотодетектора. Исследованию подвергали четыре конструкции *pin*-фотодетекторов, в которых управляющие затворы выполнены в виде затворов со структурой металл–диэлектрик–полупроводник.

Структура исходного *pin*-фотодетектора показана на рис. 4. Влияние затворов, расположенных на поверхности *i*-области, изучалось на фотодетекторе, структура которого представлена на рис. 5. В результате моделирования установлено, что протяженность затворов в направлении дрейфа носителей заряда и потенциалы на затворах существенно влияют на чувствительность *pin*-фотодетектора.

Следующим этапом исследований стало изучение влияния на чувствительность *pin*-фотодетектора разделения низколегированной *i*-области на две области *i-p*- и *i-n*-типов. Такая конструкция должна способствовать более эффективному разделению потоков электронов и дырок и, соответственно, снижать процесс рекомбинации. Исследуемые структуры представлены на рис. 6, 7.

Результаты моделирования *pin*-фотодетектора. В процессе моделирования изучались спектральные характеристики *pin*-фотодетекторов и распределение носителей заряда в *i*-области с учетом рекомбинации Шокли–Рида–Холла для четырех структур, представленных на рис. 4–7. Параметры исследованных структур приведены в подписях к рисункам. В структуре, представлен-

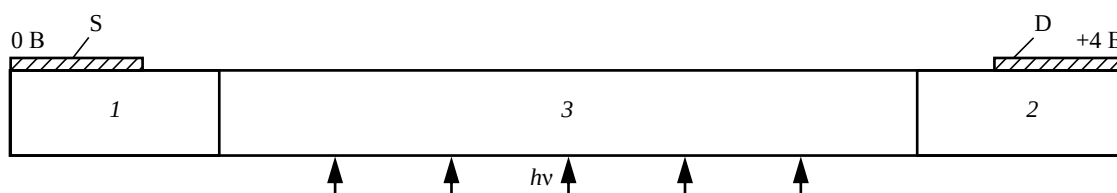


Рис. 4. Топология исходного *pin*-фотодетектора: S – исток; D – сток; 1 – p^+ -область, легированная бором с концентрацией $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$; 2 – n^+ -область, легированная фосфором с концентрацией $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$; 3 – i - n -область, легированная фосфором с концентрацией $1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; $h\nu$ – оптическое излучение

Fig. 4. Topology of the original *pin*-photodetector: S – source; D – drain; 1 – p^+ -area doped with boron with a concentration of $1 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$; 2 – n^+ -area doped with phosphorus with a concentration of $1 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$; 3 – i - n -area doped with phosphorus with a concentration of $1 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$; $h\nu$ – optical irradiation

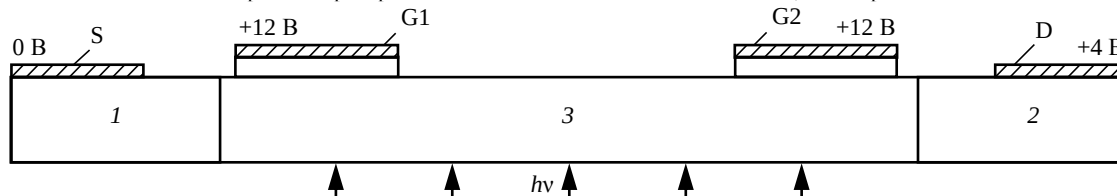


Рис. 5. Топология *pin*-фотодетектора с управляющими затворами: S – исток; G1, G2 – управляющие затворы; D – сток; 1 – p^+ -область, легированная бором с концентрацией $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$; 2 – n^+ -область, легированная фосфором с концентрацией $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$; 3 – i - n -область, легированная фосфором с концентрацией $1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; $h\nu$ – оптическое излучение. Толщина затворов 4 нм, толщина подзатворного диэлектрика 1.8 нм

Fig. 5. Topology of the *pin*-photodetector with control gates: S – source; G1, G2 – control gates; D – drain; 1 – p^+ -area doped with boron with a concentration of $1 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$; 2 – n^+ -area doped with phosphorus with a concentration of $1 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-3}$; 3 – i - n -area doped with phosphorus with a concentration of $1 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$; $h\nu$ – optical irradiation.

Gate thickness is 4 nm, gates dielectric thickness is 1.8 nm

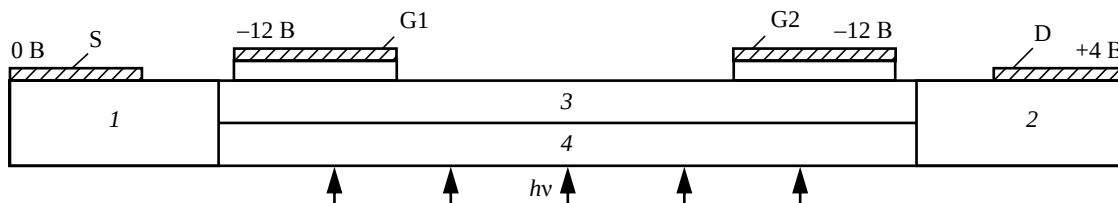


Рис. 6. Топология *pin*-фотодетектора с двухслойной структурой *i*-области и управляющими затворами: S – исток; G1, G2 – управляющие затворы; D – сток; 1 – p^+ -область, легированная бором с концентрацией $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$; 2 – n^+ -область, легированная фосфором с концентрацией $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$; 3 – i - p -область, легированная бором с концентрацией $1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; 4 – i - n -область, легированная фосфором с концентрацией $1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; $h\nu$ – оптическое излучение. Толщина затворов 4 нм, толщина подзатворного диэлектрика 1.8 нм

Fig. 6. Topology of the *pin*-photodetector with two-layer structure of the *i*-region and control gates: S – source; G1, G2 – control gates; D – drain; 1 – p^+ -area doped with boron with a concentration of $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$; 2 – n^+ -area doped with phosphorus with a concentration of $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$; 3 – i - p -area doped with boron with a concentration of $1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; 4 – i - n -area doped with phosphorus with a concentration of $1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; $h\nu$ – optical irradiation. Gate thickness is 4 nm, gates dielectric thickness is 1.8 nm

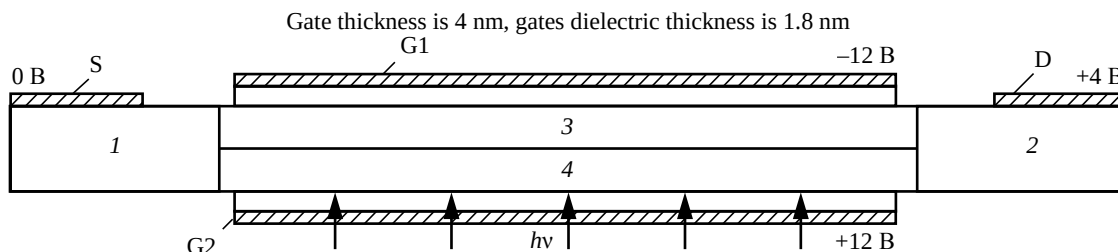


Рис. 7. Топология *pin*-фотодетектора с двухслойной структурой *i*-области и сплошными затворами сверху и снизу: S – исток; G1, G2 – управляющие затворы; D – сток; 1 – p^+ -область, легированная бором с концентрацией $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$; 2 – n^+ -область, легированная фосфором с концентрацией $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$; 3 – i - p -область, легированная бором с концентрацией $1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; 4 – i - n -область, легированная фосфором с концентрацией $1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; $h\nu$ – оптическое излучение. Толщина подзатворного диэлектрика 1.8 нм, толщина затворов 4 нм

Fig. 7. Topology of the *pin*-photodetector with two-layer structure of the *i*-region and the and solid top and bottom control gates: S – source; G1, G2 – control gates; D – drain; 1 – p^+ -area doped with boron with a concentration of $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$; 2 – n^+ -area doped with phosphorus with a concentration of $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$; 3 – i - p -area doped with boron with a concentration of $1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; 4 – i - n -area doped with phosphorus with a concentration of $1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$; $h\nu$ – optical irradiation. Gate dielectric thickness is 1.8 nm, gates thickness is 4 nm

ной на рис. 5, *i*-область сформирована путем легирования фосфором (*i*-*n*). Для разделения зарядов на оба затвора подается потенциал +12 В. Для разделения зарядов в структуре на рис. 6, где *i*-область легирована бором (*i*-*p*), на оба затвора подается потенциал –12 В. В структуре на рис. 7 для разделения зарядов на затвор G1, расположенный на *i*-*p*-области, подан потенциал –12 В, а на затвор G2, расположенный на *i*-*n*-области, – потенциал +12 В. Значения напряжений на затворах и стоке подобраны таким образом, чтобы обеспечивать наибольшее отличие характеристик модифицированных устройств от характеристик исходного фотодетектора (см. рис. 4).

При исследовании спектральных характеристик *pin*-фотодетекторов на сток подавался потенциал

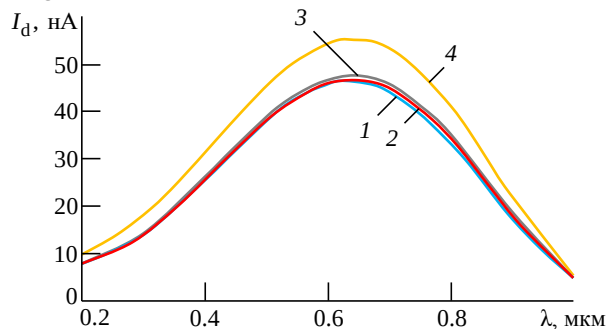


Рис. 8. Спектральные характеристики топологий *pin*-фотодетектора: 1 – исходного (см. рис. 4); 2 – с затворами без разделения *i*-области (см. рис. 5); 3 – с затворами и разделенной *i*-областью (см. рис. 6); 4 – со сплошными затворами и разделенной *i*-областью (см. рис. 7)

Fig. 8. Spectral characteristics for *pin*-photodetector topologies: 1 – initial (see fig. 4); 2 – with gates without *i*-area combining (see fig. 5); 3 – with continuous gates and combined *i*-area (see fig. 6); 4 – with continuous gates and combined *i*-area (see fig. 7)

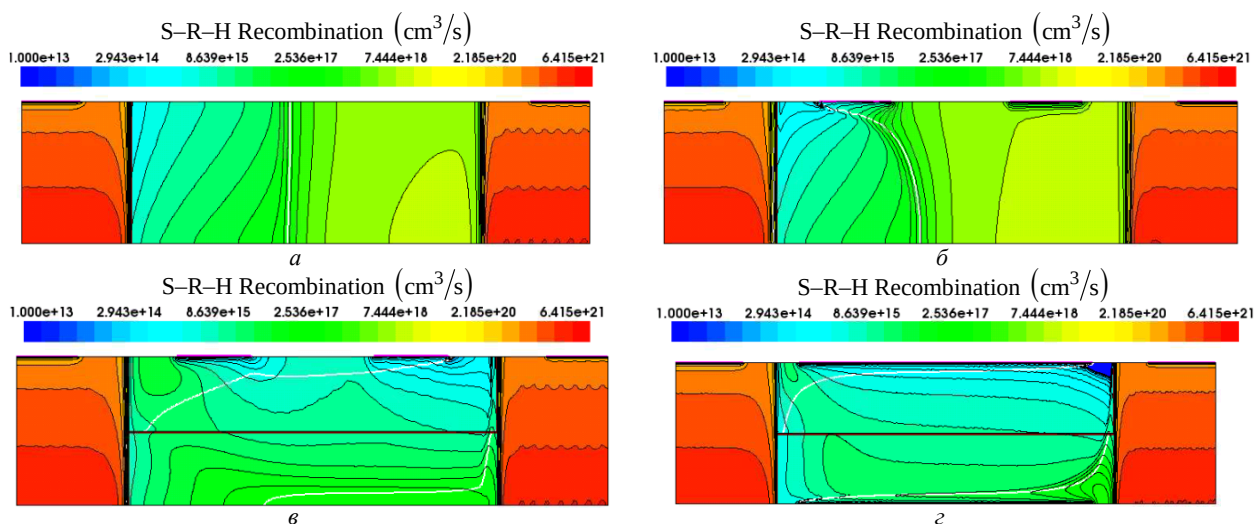


Рис. 9. Рекомбинация Шокли–Рида–Холла в исследованных топологиях *pin*-фотодетектора: *a* – исходной (см. рис. 4); *б* – с затворами без разделения *i*-области (см. рис. 5); *в* – с затворами и разделенной *i*-областью (см. рис. 6); *г* – со сплошными затворами и разделенной *i*-областью (см. рис. 7)

Fig. 9. Shockley–Read–Hall Recombination for the *pin*-photodetector topology under study: *a* – initial (see fig. 4); *б* – with gates without *i*-area combining (see fig. 5); *в* – with continuous gates and combined *i*-area (see fig. 6); *г* – with continuous gates and combined *i*-area (see fig. 7)

+4 В. Спектральный состав и интенсивность оптического излучения для всех топологий принимались одинаковыми. Результаты моделирования показаны на рис. 8. Из него следует, что спектральные характеристики исследованных фотодетекторов близки, при этом фототок (чувствительность к оптическому излучению) максимален в топологии *pin*-фотодетектора со сплошными и разделенной *i*-областью (рис. 7). Сравнение характеристик показывает, что применение затворов приводит к большему разделению электронов и дырок в *i*-области (рис. 8, кривые 1 и 2). Разделение *i*-области *pin*-фотодетектора на два слоя с разным типом проводимости в сочетании с протяженными затворами с двух сторон структуры (рис. 7) позволяет достичь большего фототока в сравнении со структурой, представленной на рис. 6.

Моделирование в среде Synopsys Sentaurus TCAD позволило изучить влияние рекомбинации Шокли–Рида–Холла на распределение носителей заряда в *i*-области *pin*-фотодетектора. На рис. 9 приведены результаты, полученные для четырех исследованных структур. Согласно полученным результатам моделирования при разделении *i*-области на две низколегированные части электроны и дырки проходят по полупроводникам *i*-*n* и *i*-*p*-проводимости соответственно, причем их разделение вертикальным полем сплошных затворов (топология по рис. 7) происходит более эффективно, чем при расположении затворов с одной стороны (топология по рис. 6) (рис. 9, *в* и *г*). В результате при топологиях с разделенной *i*-об-

ластью рекомбинация Шокли–Рида–Холла проявляется в меньшей степени, причем тем меньше, чем эффективнее разделяются носители полем затворов. Таким образом, введение слоев разного типа проводимости в *i*-области *pin*-фотодетектора в совокупности со сплошными затворами с двух сторон позволяет увеличить фототок в максимуме примерно на 20 % по сравнению с базовым *pin*-фотодетектором.

Обсуждение. В статье решается задача управления характеристиками *pin*-структуры с помощью затворов на поверхности *i*-слоя. Такого рода задачи встречаются при разработке энергонезависимой памяти, устройств защиты от статического напряжения, *pin*-диодов с регулируемыми характеристиками и др. Предложенный метод коррекции характеристик облученного *pin*-диода до исходных характеристик открывает возможность использования таких диодов в электронике с высокими требованиями к работе в зонах с повышенной радиацией.

Проведен 2D-расчет распределения концентрации свободных носителей заряда и потенциала в *pin*-структуре фотодетектора. На основании 2D-моделирования предложена топология фотодетектора повышенной чувствительности с управляющими затворами на поверхности *i*-области и с разделением структуры низколегированной *i*-области на две области с *p*- и *n*- типами проводимости. Проведенные исследования показывают эффективное влияние дискретной металлизации на поверхности *i*-области *pin*-структур на основные характеристики приборов.

Авторский вклад

Даниленко Александр Александрович – проведение расчетов в программе Synopsys Sentaurus TCAD; моделирование распределения концентрации свободных носителей заряда.

Иванов Алексей Дмитриевич – проведение расчетов токов в программе Synopsys Sentaurus TCAD.

Иванов Владимир Леонидович – обзор существующих публикаций в предметной области.

Марочкин Владислав Викторович – выбор и анализ численных моделей пакета Synopsys TCAD.

Михайлов Николай Иванович – обсуждение и анализ физических моделей *pin*-структур.

Перепеловский Вадим Всеволодович – введение в проблему; постановка задачи; обсуждение результатов.

Author's contribution

Alexander A. Danilenko, calculations in the program Synopsys Sentaurus TCAD; simulation of the of free charge carriers concentration distribution.

Alexey D. Ivanov, calculations of the current in the program Synopsys Sentaurus TCAD.

Vladimir L. Ivanov, a review of publications in the area of article subject.

Vladislav V. Marochkin, selection and analysis of calculation models of the package Synopsys TCAD.

Nikolay I. Mikhailov, discussion and analysis of the *pin*-structures physical models.

Vadim V. Perepelovsky, introduction and formulation of the problem; the results discussion.

Список литературы

1. US Pat. 2006/0091490 A1. Int. Cl. Y01L 31/105 (2006.01). Self-aligned Gated *p-i-n* diode for Ultra-fast Switching / Hung-Wei Chen, Wen-Chin Lee, Chih-Hsin Ko, Min-Hwa Chi, Chung-Hu Ke. Pub. Date: May 4, 2006.
2. URL: <https://patentimages.storage.googleapis.com/6d/6e/7c/8d3850eacfd42/CN110504325A.pdf> (дата обращения 25.02.2020).
3. US Pat. 8,466,505 B2. Int.Cl. H01L 29/788 (2006.01). Multi-level flash memory cell capable of fast programming / Li-Shyue Lai, Hung-Wei Chen, Wen-Chin Lee, Min-Hwa Chi. Pub. Date: Jun. 18, 2013.
4. US Pat. US 2019/0013316 A1. Int. Cl. H01L 27/102, H01L 29/51, H01L 29/739, H01L 23/538, H01L 27/11568, G11C 16/10, H01L 29/66, H01L 29/423, H01L 21/02, H01L 21/28, H01L 27/07 (2006.01). Gated Diode Memory Cells / Arup Bhattacharyya. Pub. Date: Jan. 10, 2019.
5. US Pat. 10,276,576 B2. Int.Cl. H01L 27/102; G11C 16/10; H01L 29/51; H01L 27/07; H01L 21/28; H01L 21/02; H01L 29/423; H01L 29/66; H01L; H01L 23/538; H01L 29/739 (2006.01.01); 27/11568 (2017.01.01). Gated Diode Memory Cells / Arup Bhattacharyya. Pub. Date: Apr. 30, 2019.
6. US Pat. 10,340,370 B2. Int.Cl. H01L 29/739; H01L 29/08; H01L 27/02; H01L 29/66; H01L 29/78; H01L 29/49 (2006.01.01). Asymmetric Gated Fin Field Effect Transistor (FET) (finFET) diodes / Hao Wang, Haining Yang, Xiaonan Chen. Pub. Date: July 2, 2019.
7. Deep Level Analysis of Radiation-induced Defects in Si Crystals and Solar Cells / M. Yamaguchi, A. Khan, S. J. Taylor, K. Ando, T. Yamaguchi, S. Matsuda, T. Aburaya // J. of Appl. Phys. 1999. Vol. 86, № 1. P. 217–223.
8. Влияние облучения электронами с энергией 0.9 МэВ на вольт-амперные характеристики и низкочастотные шумы 4H-SiC *pin*-диодов / В. А. Добров, В. В. Козловский, А. В. Мещеряков, В. Г. Усыченко, А. С. Чернова, Е. И. Шабунина, Н. М. Шмидт // Физика и техника полупроводников. 2019. Т. 53, вып. 4. С. 555–561.
9. Krishnan S., Sanjeev G., Pattabi M. Electron Irradiation Effects on the Schottky Diode Characteristics of *p-Si* // Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms. 2008. Vol. 266, № 4. P. 621–624. doi: 10.1016/j.nimb.2007.11.049
10. Козлов В. А., Козловский В. В. Легирование полупроводников радиационными дефектами при облучении протонами и α -частицами // Физика и техника полупроводников. 2001. Т. 35, вып. 7. С. 769–795.
11. Солдатенков Ф. Ю., Козлов В. А., Кудояров М. Ф. Применение протонного облучения для точной коррекции динамических характеристик сверхбыстродействующих высокочастотных силовых GaAs-A3B5 *p-i-n*-диодов // Сб. стат. IV Всерос. науч.-техн. конф. "Электроника и микроэлектроника СВЧ". Санкт-Петербург, 1–4 июня 2015 г.: в 2 т. Т. 2. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2015. С. 74–78.
12. Axial Lifetime Control in Silicon Power Diodes by Irradiation with Protons, Alphas, Low- and High-energy Electrons / P. Hazdra, J. Vobecky, H. Dorschner, K. Brand // Microelectronics J. 2004. Vol. 35, № 3. P. 249–257. doi: 10.1016/S0026-2692(03)00194-0
13. Synergistic effects of NPN transistors caused by combined proton irradiations with different energies / X. Li, J. Yang, C. Liu, G. Bai, W. Luo, P. Lia // Microelectronics Reliability. 2018. Vol. 82. P. 130–135. doi: 10.1016/j.microrel.2018.01.010
14. Responsivity Improvement for Short Wavelengths Using Full-Gated PIN Lateral SiGe Diode / C. Novo, R. Bühler, R. Zapata, R. Giacomini // 31st Symp. on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro). Belo Horizonte, Brazil, 29 Aug.–3 Sept. 2016. Piscataway: IEEE, 2016. doi: 10.1109/SBMicro.2016.7731366

15. Study of Device Physics in Impact Ionisation MOSFET using Synopsys TCAD tools / A. S. Shruthi, A. M. Archana, M. Ponni, P. Vaya // Intern. Conf. on Advances in Electronics, Computers and Communications (ICAEECC). Bangalore, India, 10–11 Oct. 2014. Piscataway: IEEE, 2014. doi: 10.1109/ICAEECC.2014.7002450

16. Калинина Е. В. Влияние облучения на свойства SiC и приборы на его основе // Физика и техника полупроводников. 2007. Т. 41, № 7. С. 769–805.

17. Sze S. M., Kwok K. Ng. Physics of Semiconductor Devices. New Jersey: John Wiley & Sons, 2006. 832 p.

18. Программирование двухбитного *pin*-диода в среде Synopsys Sentaurus TCAD / А. А. Даниленко, А. В. Стрыгин, Н. И. Михайлов, В. В. Перепеловский, Я. Н. Паничев, В. В. Марочкин, В. Л. Иванов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. Т. 21, № 5. С. 51–59. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-51-59

Информация об авторах

Даниленко Александр Александрович – бакалавр по направлению "Электроника и нанoeлектроника" (2018), студент 2-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – моделирование устройств микроэлектроники в среде Synopsys Sentaurus TCAD.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: arguna96@yandex.ru

Иванов Алексей Дмитриевич – бакалавр по направлению "Электроника и нанoeлектроника" (2018), студент 2-го курса магистратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – моделирование устройств микроэлектроники в среде Synopsys Sentaurus TCAD.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: adivanov1@stud.eltech.ru

Иванов Владимир Леонидович – кандидат технических наук (1988), старший научный сотрудник, (1991), доцент кафедры теплофизики и теоретических основ теплохладотехники, Университет ИТМО (Университет информационных технологий, механики и оптики). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – моделирование объектов и систем управления, энергоресурсосберегающие технологии.

Адрес: Национальный исследовательский университет ИТМО, Кронверкский пр., д. 49, Санкт-Петербург, 197101, Россия

E-mail: v78432@mail.ru

Марочкин Владислав Викторович – кандидат физико-математических наук (2016, Финляндия), менеджер проектов в компании Pixpolar. Автор 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – моделирование приборов твердотельной электроники.

Адрес: Pixpolar Oy, 10, Metallimiehenkuja, c/o Regus Kora, 02150, Espoo, Finland

E-mail: vladislav.marochkin@gmail.com

Михайлов Николай Иванович – кандидат физико-математических наук (1982), доцент (1985) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 25 научных публикаций. Сфера научных интересов – математическое и компьютерное моделирование полупроводниковых приборов.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: miknikiv51@gmail.com

Перепеловский Вадим Всеволодович – кандидат физико-математических наук (1992), доцент (1995) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных публикаций. Сфера научных интересов – моделирование приборов твердотельной электроники.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: vvperepelovsky@gmail.com

References

1. Chen Hung-Wei, Lee Wen-Chin, Ko Chih-Hsin, Chi Min-Hwa, Ke Chung-Hu. US Pat. 2006/0091490 A1. Int. Cl. Y01L 31/105 (2006.01). Self-aligned Gated *p-i-n* diode for Ultra-fast Switching. Pub. Date: May 4, 2006.

2. Available at: <https://patentimages.storage.googleapis.com/6d/6e/7c/8d3850eacfdc42/CN110504325A.pdf> (accessed 25.02.2020).

3. Lai Li-Shyue, Chen Hung-Wei, Lee WenChin, Chi Min-Hwa. US Pat. 8,466,505 B2. Int.Cl. H01L 29/788 (2006.01). Multi-level flash memory cell capable of fast programming. Pub. Date: Jun. 18, 2013.
4. Bhattacharyya A. US Pat. US 2019/0013316 A1. Int. Cl. H01L 27/102, H01L 29/51, H01L 29/739, H01L 23/538, H01L 27/11568, G11C 16/10, H01L 29/66, H01L 29/423, H01L 21/02, H01L 21/28, H01L 27/07 (2006.01). Gated Diode Memory Cells. Pub. Date: Jan. 10, 2019.
5. Bhattacharyya A. US Pat. 10,276,576 B2. Int.Cl. H01L 27/102; G11C 16/10; H01L 29/51; H01L 27/07; H01L 21/28; H01L 21/02; H01L 29/423; H01L 29/66; H01L; H01L 23/538; H01L 29/739 (2006.01.01); 27/11568 (2017.01.01) / Gated Diode Memory Cells. Pub. Date: Apr. 30, 2019.
6. Wang Hao, Yang Haining, Chen Xiaonan. US Pat. 10,340,370 B2. Int.Cl. H01L 29/739; H01L 29/08; H01L 27/02; H01L 29/66; H01L 29/78; H01L 29/49 (2006.01.01). Asymmetric Gated Fin Field Effect Transistor (FET) (fin-FET) diodes. Pub. Date: July 2, 2019.
7. Yamaguchi M., Khan A., Taylor S. J., Ando K., Yamaguchi T., Matsuda S., Aburaya T. Deep Level Analysis of Radiation-induced Defects in Si Crystals and Solar Cells. J. of Applied Physics. 1999, vol. 86, no. 1, pp. 217–223.
8. Dobrov V. A., Kozlovskii V. V., Meshcheryakov A. V., Usychenko V. G., Chernova A. S., Shabunina E. I., Shmidt N. M. Impact of the Electron Irradiation with the Energy of 0.9 MeV on Current-Voltage Characteristics and Low Frequency Noise in 4H-SiC *pin*-Diodes. Semiconductors/Physics of the Solid State. 2019, vol. 53, iss. 4, pp. 555–561. (In Russ.)
9. Krishnan S., Sanjeev G., Pattabi M. Electron Irradiation Effects on the Schottky Diode Characteristics of *p*-Si. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section B: Beam Interactions with Materials and Atoms. 2008, vol. 266, no. 4, pp. 621–624. doi: 10.1016/j.nimb.2007.11.049
10. Kozlov V. A., Kozlovski V. V. The Semiconductor Doping with Radiation Induced Defects via Proton and α -Particle Irradiation. Semiconductors/Physics of the Solid State. 2001, vol. 35, iss. 7, pp. 769–795. (In Russ.)
11. Soldatenkov F. Yu., Kozlov V. A., Kudoyarov M. F. The Use of Proton Irradiation for Accurate Correction of the Dynamic Characteristics of Ultrafast High-Frequency Power GaAs-A3B5 *p-i-n* Diodes. Proc. of IV All-Russ. Scientific and Technical Conf. "Microwave Electronics and Microelectronics". SPb, 1–4 June 2015. Vol. 2. SPb, *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2015, pp. 74–78. (In Russ.)
12. Hazdra P., Vobecky J., Dorschner H., Brand K. Axial Lifetime Control in Silicon Power Diodes by Irradiation with Protons, Alphas, Low- and High-energy Electrons. Microelectronics J. 2004, vol. 35, no. 3, pp. 249–257. doi: 10.1016/S0026-2692(03)00194-0
13. Li X., Yang J., Liu C., Bai G., Luo W., Lia P. Synergistic Effects of NPN Transistors Caused by Combined Proton Irradiations with Different Energies. Microelectronics Reliability. 2018, vol. 82, pp. 130–135. doi: 10.1016/j.microrel.2018.01.010
14. Novo C., Bühler R., Zapata R., Giacomini R. Responsivity Improvement for Short Wavelengths Using Full-Gated PIN Lateral SiGe Diode. 31st Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro). Belo Horizonte, Brazil, 29 Aug.–3 Sept. 2016. Piscataway, IEEE, 2016. doi: 10.1109/SBMicro.2016.7731366
15. Shruthi A. S., Archana A. M., Ponni M., Vaya P. Study of Device Physics in Impact Ionisation MOSFET using Synopsys TCAD tools. Intern. Conf. on Advances in Electronics, Computers and Communications (ICAIECC). Bangalore, India, 10–11 Oct. 2014. Piscataway, IEEE, 2014. doi: 10.1109/ICAIECC.2014.7002450
16. Kalinina E. V. Influence Irradiation on SiC Properties and Devices Based on It. Semiconductors/Physics of the Solid State. 2007, vol. 41, no. 7, pp. 769–805. (In Russ.)
17. Sze S. M., Kwok K. Ng. Physics of Semiconductor Devices. New Jersey, John Wiley & Sons, 2006, 832 p.
18. Danilenko A. A., Strygin A. V., Mikhailov N. I., Perepelovsky V. V., Panichev Y. N., Marochkin V. V., Ivanov V. L. Programming 2-Bit *pin* Diode In Synopsys TCAD. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, vol. 21, no. 5, pp. 51–59. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-51-59

Information about the Authors

Alexander A. Danilenko, bachelor's degree in electronics and nanoelectronics (2018), the 2nd year master degree student of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of one scientific publication. Area of expertise: modeling of microelectronics devices in the Synopsys Sentaurus TCAD environment.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: arguna96@yandex.ru

Alexey D. Ivanov, bachelor's degree in electronics and nanoelectronics (2018), the 2nd year master degree student of the Saint Petersburg Electrotechnical University. Author of one scientific publication. Area of expertise: modeling of microelectronics devices in the Synopsys Sentaurus TCAD environment.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: adivanov1@stud.eltech.ru

Vladimir L. Ivanov, Cand. Sci. (Eng.) (1988), Senior Researcher (1991), Associate Professor of the ITMO University, Saint Petersburg. Author of more than 50 scientific publication. Area of expertise: modeling of objects and control systems, energy and resource-saving technologies.
Address: ITMO University, 9 Lomonosova Str., St Petersburg 191002, Russia
E-mail: v78432@mail.ru

Vladislav V. Marochkin, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2016), Project Manager at Pixpolar Oy (Finland). Author of 10 scientific publications. Area of expertise: modeling of solid-state electronics devices.
Address: Pixpolar Oy, 10 Metallimiehenkuja, c/o Regus Kora, Espoo 02150, Finland
E-mail: vladislav.marochkin@gmail.com

Mikhailov N. Ivanovich – Cand. Sci. (Phys.-Math.) (1982), Associate Professor (1985) of the Department of Physical Electronics and Technology of the Saint Petersburg Electrotechnical University. Author of more than 25 scientific publications. Area of expertise: mathematical and computer modeling of semiconductor devices.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: miknikiv51@gmail.com

Perepelovsky V. Vsevolodovich – candidate of physical and mathematical Sciences (1992), associate Professor (1995) of the Department of Physical Electronics and Technology of the Saint Petersburg Electrotechnical University. Author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: modeling of solid-state electronics devices.
Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: vvperepelovsky@gmail.com

Радиофотоника

УДК 621.391(681.325:535)

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-1-52-62>

Статистическая модель гомодинного акустооптического спектроанализатора

Л. А. Аронов^{1✉}, Ю. С. Доброленский², Г. В. Кулак³

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

²Институт космических исследований Российской академии наук (ИКИ РАН), Москва, Россия

³Мозырский государственный педагогический университет им. И. П. Шамякина, Мозырь, Республика Беларусь

✉ aronov.tor@gmail.com

Аннотация

Введение. Интерференционные схемы акустооптических спектроанализаторов были разработаны для увеличения динамического диапазона за счет формирования амплитудного спектра исследуемого сигнала вместо спектра мощности. Предполагалось, что это позволит удвоить динамический диапазон, выраженный в децибелах. В настоящей статье показано, что это теоретически невозможно и ожидания, связанные с переходом к интерференционным схемам, завышены.

Цель работы. Анализ шумовых характеристик гомодинного акустооптического спектроанализатора (ГАОСА), оценка отношения сигнал/шум и динамического диапазона на выходе устройства.

Материалы и методы. Представлена математическая модель описания работы ГАОСА с учетом формирования квадратурных компонентов для получения амплитудного спектра входного сигнала. Модель учитывает дробовые шумы и шумы, возникающие при считывании заряда.

Результаты. Показано, что использование интерферометрической схемы не позволяет достичь двукратного выигрыша (при измерении в децибелах) в динамическом диапазоне по сравнению с простой схемой акустооптического спектроанализатора с пространственным интегрированием. Коэффициент увеличения динамического диапазона составляет не более 1.35 дБ. С учетом специфики работы акустооптических устройств получено выражение для оценки динамического диапазона спектроанализатора по интермодуляционным искажениям третьего порядка. Определяющим фактором при этом является нелинейность акустооптического взаимодействия. Показано, что при типовых параметрах узлов устройства динамический диапазон по интермодуляционным искажениям включает в себя односигнальный динамический диапазон. Представлено выражение для оценки отношения сигнал/шум.

Заключение. Односигнальный динамический диапазон ГАОСА определяется в первую очередь уровнем заряда насыщения фотоприемника. При макетировании необходимо решать вопрос оптимального соотношения обоих параметров с учетом мощности источника излучения, эффективности дифракции в акустооптическом модуляторе и заряда насыщения фотоприемника. Представленная статистическая модель ГАОСА с фотоприемником с накоплением дает более точную оценку динамического диапазона с ошибкой в 1 дБ.

Ключевые слова: гомодинный акустооптический спектроанализатор, динамический диапазон, интермодуляционные искажения, отношение сигнал/шум

Для цитирования: Аронов Л. А., Доброленский Ю. С., Кулак Г. В. Статистическая модель гомодинного акустооптического спектроанализатора // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 1. С. 52–62. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-52-62

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 11.07.2019; принята к публикации после рецензирования 15.10.2019; опубликована онлайн 28.02.2020

© Аронов Л. А., Доброленский Ю. С., Кулак Г. В., 2020



Statistic Model of Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer

Leonid A. Aronov¹✉, Yurii S. Dobrolensky², Gennadii V. Kulak³

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²Space Research Institute of the RAS, Moscow, Russia

³Mozyr State Pedagogical University named after I. P. Shamyakin, Mozyr, Republic of Belarus

✉ aronov.tor@gmail.com

Abstract

Introduction. Acousto-optic spectrum analyzers interferometric schemes have been developed to increase dynamic range. It was assumed that dynamic range, expressed in dB, would double. An expected increase was not achieved yet.

Aim. To analyze the homodyne acousto-optic spectrum analyzer noise characteristics, to estimate the signal-to-noise ratio and the dynamic range.

Materials and methods. A mathematical model was compiled which took into account the need to form quadrature components to obtain an amplitude spectrum of an input signal, shot noise and readout noise.

Results. An interferometric scheme did not allow to achieve dynamic range doubling compared to an acousto-optical power spectrum analyzer. The dynamic range increase was less than 1.35 dB. Constant illumination led to a significant increase of the spectrum analyzer self-noise due to shot noise, compared to which thermal noise and readout noise became insignificant. The spurious-free dynamic range estimation expression was obtained. It was prior determined by acousto-optic interaction nonlinearity. With typical analyzer blocks parameters the spurious-free dynamic range covered a single-signal dynamic range. Signal-to-noise ratio estimation expression was presented.

Conclusion. The homodyne acousto-optic spectrum analyzer single-signal dynamic range is determined primarily by the photosensor saturation charge. One needs to optimize their relation by taking into account light source power, acousto-optical modulator diffraction efficiency and photosensor saturation charge. Presented noise model gives more accurate estimation of the dynamic range with an error of 1 dB.

Keywords: homodyne acousto-optic spectrum analyzer, dynamic range, intermodulation distortions, signal-to-noise ratio

For citation: Aronov L. A., Dobrolensky Yu. S., Kulak G. V. Statistic Model of Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 1, pp. 52–62. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-52-62

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 11.07.2019; accepted 15.10.2019; published online 28.02.2020

Введение. Гомодинный акустооптический спектроанализатор (ГАОСА) интересен тем, что в сравнении с простым акустооптическим спектроанализатором с пространственным интегрированием [1, 2], формирующим спектр мощности, потенциально обладает вдвое большим динамическим диапазоном [3–5]. В состав ГАОСА входят (рис. 1) источник монохроматического излучения 1, коллимирующая линза 2, двухканальный акустооптический модулятор (АОМ) 3, на каналы которого пода-

ются анализируемый сигнал $s(t)$ и опорный сигнал $r(t)$, сферическая линза 4 и фотоприемник (ФП) 5.

В [3] представлено описание спектроанализатора с ФП мгновенного действия, что с практической точки зрения мало интересно, так как для регистрации пространственного распределения спектра необходима линейка фотодиодов, выходной сигнал каждого из которых требует своего тракта обработки. С появлением матричных ФП с накоплением и большим числом ячеек была предложена схема

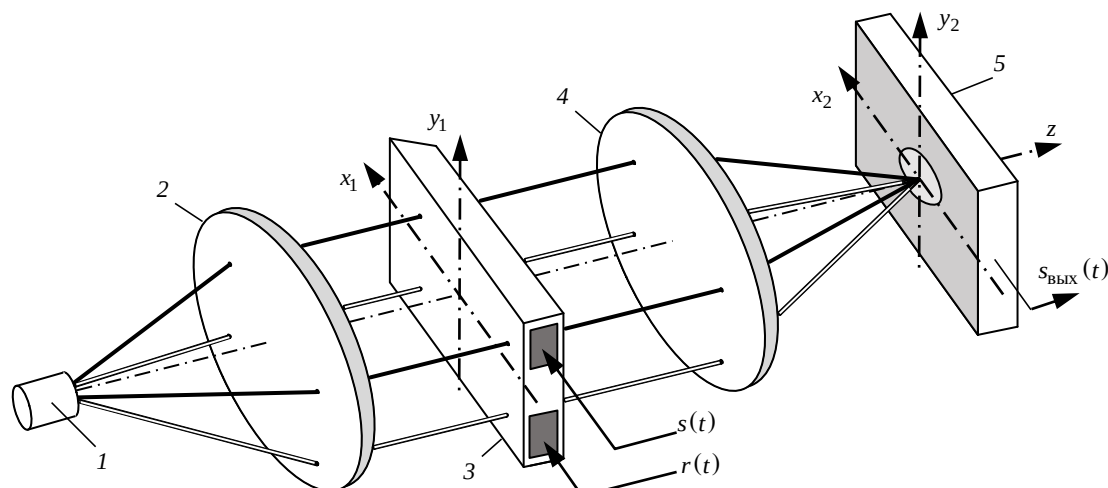


Рис. 1. Схема гомодинного акустооптического спектроанализатора на основе интерферометра Юнга
Fig. 1. The scheme of the homodyne acousto-optic spectrum analyzer based Young interferometer

ГАОСА с ПЗС-фотоприемником [6] и дана теоретическая оценка достижимого динамического диапазона. При этом авторами [3–5] не было учтено, что для выделения амплитудного спектра входного сигнала $s(t)$ необходимо дополнительно сформировать квадратурный компонент спектра, а достигнутые на практике значения динамического диапазона в лучшем случае отличались от теоретической оценки на 4 дБ и были далеки от удвоенного (при измерении в децибелах) значения [6].

Статистическая модель ГАОСА. В настоящей статье предложена статистическая модель ГАОСА с ФП с накоплением, учитывающая необходимость формирования квадратурных компонентов спектра, и на ее основе даны оценки достижимого значения динамического диапазона.

Односигнальный динамический диапазон ГАОСА определим как

$$DR = 10 \lg \left(\frac{P_{s \max}}{P_{s \min}} \right),$$

где $P_{s \max}$ и $P_{s \min}$ – максимальная и минимальная мощности входного гармонического сигнала, при которых обеспечивается работоспособность устройства, соответственно. Верхняя граница диапазона определяется двумя независимыми явлениями: нелинейностью акустооптического взаимодействия и насыщением ФП при накоплении заряда под воздействием излучения. Нижняя граница определяется требуемым от устройства минимальным отношением сигнал/шум SNR.

Основным источником шумов ГАОСА является ФП, который в свою очередь характеризуется

двумя типами шумов: зависящими от уровня сигнала и независящими. К последним относится тепловой шум, проявляющийся как в виде темнового заряда в ячейках ФП, так и в виде шумов электрической схемы, формирующей ток на выходе ФП.

Наличие фотонного шума приводит к тому, что накапливаемый ячейкой ФП под воздействием внешнего излучения заряд является случайной величиной, подчиняющейся статистике Пуассона. При этом среднее число $\bar{n}_3$ фотоэлектронов определяется как

$$\bar{n}_3 = \bar{n}_\phi \eta_{\text{ФП}} T_n, \quad (1)$$

где $\bar{n}_\phi$ – среднее число фотонов, падающих на ячейку за 1 с; $\eta_{\text{ФП}}$ – квантовая эффективность ФП; T_n – время накопления. Дисперсия количества фотоэлектронов составляет

$$\sigma_3^2 = \bar{n}_3, \quad (2)$$

что дает на этапе накопления за время T_n отношение сигнал/шум

$$\text{SNR}_3 = \bar{n}_3^2 / \sigma_3^2 = \bar{n}_3 = \bar{n}_\phi \eta_{\text{ФП}} T_n.$$

Накопленный каждой ячейкой заряд выводится через регистр за время T_{clk} , что дает средний ток:

$$\bar{i} = (e/T_{\text{clk}}) \bar{n}_3$$

и его дисперсию:

$$\sigma_i^2 = (e/T_{\text{clk}}) \bar{i}.$$

При этом отношение сигнал/шум остается неизменным: $\text{SNR}_i = \text{SNR}_3$, а сигнал по-прежнему подчиняется статистике Пуассона.

Наличие тепловых шумов электрической схемы увеличивает дисперсию на безразмерную величину σ_q^2 . Физический смысл этой величины – среднеквадратичное число электронов теплового шума за время T_{clk} .

В [7] шум схемы для полевого транзистора оценивается величиной

$$\sigma_q \approx \sqrt{B_{\text{ФП}}}/100,$$

где $B_{\text{ФП}}$ – ширина полосы рабочих частот ФП, МГц. Так, усилитель на полевом транзисторе имеет $\sigma_q \approx 500$ при ширине полосы частот от 100 МГц до 2 ГГц.

Результирующее отношение сигнал/шум на выходе ФП:

$$\text{SNR}_{\text{ФП}} = \frac{\bar{n}_3^2}{\bar{n}_3 + \sigma_q^2}.$$

Накопление заряда в ФП описывается выражением [8]

$$Q(x_2, T_H) = W_s(x_2, T_H) + W_r(x_2, T_H) + 2 \operatorname{Re} \left\{ \int_0^{T_H} \dot{S}(x_2, t) \dot{R}^*(x_2, t) dt \right\}, \quad (3)$$

где $W_s(x_2, T_H)$ и $W_r(x_2, T_H)$ – энергетические спектры анализируемого и опорного сигналов соответственно за время T_H ; $\dot{S}(x_2, t)$ и $\dot{R}(x_2, t)$ – мгновенные спектры анализируемого и опорного сигналов соответственно; * – символ комплексного сопряжения.

Для формирования квадратурных компонентов можно воспользоваться одним из способов, предложенных в [9].

В (3) третье слагаемое знакопеременное. Для корректного формирования спектра входного сигнала необходимо, чтобы равномерный заряд на фотоприемнике, которому соответствует энергетический спектр опорного сигнала $W_r(x_2, T_H)$, выступал в качестве срединного уровня. Это означает, что при отсутствии входного сигнала опорный сигнал должен формировать в каждой ячейке ФП средний заряд $Q_{\text{max}}/2$, где Q_{max} – максимальный заряд ячейки. Дисперсия шумов σ_r^2 , соответствующая такому количеству электронов, согласно (2) равна:

$$\sigma_r^2 = Q_{\text{max}}/2,$$

что с учетом шумов схемы дает оценку дисперсии шума на выходе ФП при отсутствии анализируемого сигнала

$$\sigma_{\text{ФП0}}^2 = Q_{\text{max}}/2 + \sigma_q^2,$$

которая возрастает при наличии входного сигнала, увеличивающего накапливаемый в ячейке заряд.

Для оценки собственных шумов ГАОСА будем считать, что в среднем по апертуре ФП заряд каждой ячейки составляет $Q_{\text{max}}/2$, что позволяет получить распределение заряда в строке, согласно (3), без искажений. Это значение для современных ФП с накоплением достаточно велико, чтобы распределение заряда в ячейке по закону Пуассона $P(Q_{\text{max}}/2, Q_{\text{max}}/2)$ с необходимой точностью аппроксимировать нормальным распределением $N(Q_{\text{max}}/2, Q_{\text{max}}/2)$. После считывания заряда дисперсия шумов увеличивается за счет шумов электрической схемы, и сигнал на выходе фотоприемника имеет распределение $N(Q_{\text{max}}/2, Q_{\text{max}}/2 + \sigma_q^2)$. После выделения квадратурных компонентов, что соответствует устранению в (3) $W_s(x_2, T_H)$ и $W_r(x_2, T_H)$, получим 2 сигнала, которые также подчиняются нормальному закону, но с нулевым математическим ожиданием и удвоенной дисперсией: $N(0, Q_{\text{max}} + 2\sigma_q^2)$. Тогда сигнал на выходе ГАОСА, вычисляемый как квадратный корень из суммы квадратов квадратур, имеет распределение Рэлея с дисперсией

$$\sigma_{\text{вых0}}^2 = (2 - \pi/2)(Q_{\text{max}} + 2\sigma_q^2)$$

и средним значением

$$m_{\text{вых0}} = \sqrt{(\pi/2)(Q_{\text{max}} + 2\sigma_q^2)}.$$

Оно не равно нулю и должно быть учтено при определении среднего значения распределения при наличии сигнала.

Следуя аналогичным рассуждениям, можно показать, что при наличии входного сигнала сигнал на выходе ГАОСА подчиняется распределению Райса:

$$p(s) = \frac{s}{\sigma_N^2} \exp\left(-\frac{s^2 + v^2}{2\sigma_N^2}\right) J_0\left(\frac{sv}{\sigma_N^2}\right),$$

где σ_N^2 – приближенное значение дисперсии распределений квадратурных компонентов; v – параметр; $J_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Дисперсию распределений квадратурных компонентов оценим как

$$\sigma_N^2 = 2Q_{Wr} + 2Q_{Ws} + 2\sigma_q^2,$$

где Q_{Wr} и Q_{Ws} – компоненты заряда, определяемые энергиями опорного и анализируемого сигналов соответственно.

Параметр v равен:

$$v = Q_s \sqrt{2}, \quad (4)$$

где

$$Q_s(x_2) = 2 \int_0^{T_H} |\dot{S}(x_2, t)| |\dot{R}(x_2, t)| dt$$

– значение полезной, информационной части заряда в ячейке.

Среднее значение сигнала на выходе ГАОСА, определенное для распределения Райса:

$$\bar{s}_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_N \exp\left(-\frac{v^2}{4\sigma_N^2}\right) \times \left[\left(\frac{v^2}{2\sigma_N^2} + 1\right) I_0\left(\frac{v^2}{4\sigma_N^2}\right) + \frac{v^2}{2\sigma_N^2} J_1\left(\frac{v^2}{4\sigma_N^2}\right) \right],$$

где $J_1(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода первого порядка. Дисперсия выходного сигнала ГАОСА:

$$\sigma_{\text{ВЫХ}}^2 = 2\sigma_N^2 + v^2 - \bar{s}_{\text{ВЫХ}}^2.$$

Тогда отношение сигнал/шум на выходе ГАОСА

$$\text{SNR}_{\text{ВЫХ}} = \frac{(\bar{s}_{\text{ВЫХ}} - m_{\text{ВЫХ}0})^2}{2\sigma_N^2 + v^2 - \bar{s}_{\text{ВЫХ}}^2}. \quad (5)$$

Разрешить (5) относительно Q_s не представляется возможным, поэтому для определения нижней границы динамического диапазона воспользуемся малостью v и оценим $\text{SNR}_{\text{ВЫХ} \min}$ как предел:

$$\text{SNR}_{\text{ВЫХ} \min} = \lim_{\frac{v^2}{2\sigma_N^2} \rightarrow 0} \frac{(\bar{s}_{\text{ВЫХ}} - m_{\text{ВЫХ}0})^2}{2\sigma_N^2 + v^2 - \bar{s}_{\text{ВЫХ}}^2} =$$

$$= \frac{(\pi/2) [v^2 / (2\sigma_N^2)]^2}{2\sigma_N^2 - (\pi/2) \sigma_N^2 + v^2},$$

причем

$$\lim_{\frac{v^2}{2\sigma_N^2} \rightarrow 0} \sigma_N^2 = (Q_{\max} + 2\sigma_q^2).$$

Тогда после математических преобразований получим квадратное уравнение относительно v^2 , положительный корень которого и (4) дадут оценку нижней границы динамического диапазона в виде

$$Q_{s \min} = \left(\frac{Q_{\max} + 2\sigma_q^2}{\pi} \{ 2\text{SNR}_{\text{ВЫХ} \min} + [4\text{SNR}_{\text{ВЫХ} \min}^2 + 2\pi\text{SNR}_{\text{ВЫХ} \min} \left(2 - \frac{\pi}{2}\right)]^{0.5} \} \right)^{0.5}. \quad (6)$$

Эта величина определяет относительный уровень выходного сигнала ГАОСА, при котором достигается заданное минимальное отношение сигнал/шум $\text{SNR}_{\text{ВЫХ} \min}$.

Верхней границе динамического диапазона, определяемой возможностями фотоприемника, соответствует $Q_{s \max}$, при котором заряд ячейки фотоприемника достигает максимально допустимого значения $Q_{\max}$. Оценку $Q_{s \max}$ дадим исходя из того, что накопление заряда ячейки описывается (3). При этом не будем учитывать пространственную несущую, считая, что в некоторой точке третье слагаемое может достигать положительно-го максимума, что даст

$$Q_{s \max} = Q_{\max} (\sqrt{2} - 1). \quad (7)$$

Односигнальный динамический диапазон. Отношение (7) к (6) определяет односигнальный динамический диапазон, ограниченный возможностями фотоприемника:

$$DR_{\text{ФП}}^{(1)} = 20 \log \left\{ \frac{Q_{\max} (\sqrt{2} - 1)}{Q_{s \min}} \right\}. \quad (8)$$

Оценим $DR_{\text{ФП}}^{(1)}$ для типовых параметров фотоприемника: заряд насыщения $Q_{\max} = 10^5 \text{ e}^-$,

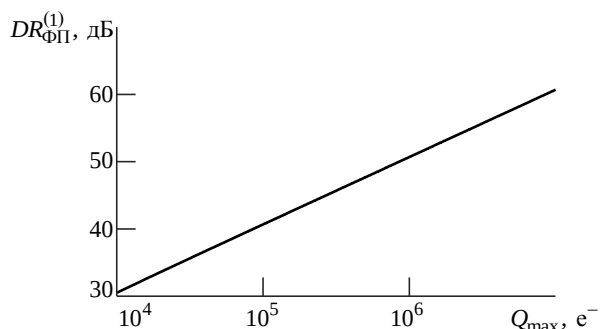


Рис. 2. Зависимость односигнального динамического диапазона от заряда насыщения фотоприемника

Fig. 2. 1dB compression dynamic range

шумы электрических схем $\sigma_q^2 = 2 \cdot 10^2$. При $SNR_{\text{вых min}} = 1$ односигнальный динамический диапазон ГАОСА, ограниченный возможностями ФП, составит 40 дБ. Это означает увеличение динамического диапазона примерно в 1.35 раза вместо ожидаемых 2. Основным ограничителем $DR_{\text{ФП}}^{(1)}$ является заряд насыщения фотоприемника, определяющий как верхнюю, так и нижнюю границы диапазона. Зависимость $DR_{\text{ФП}}^{(1)}$ от Q_{max} представлена на рис. 2.

Отношение сигнал/шум. Расчеты по (5) дают оценку отношения сигнал/шум выходного сигнала ГАОСА для различных значений Q_s (рис. 3).

Для оценки интенсивности излучения I , формирующего за время T_n средний заряд $\bar{Q}$ в ячейке площадью $S_{\text{яч}}$, воспользуемся соотношением (1) и получим:

$$I = \frac{\bar{Q}\hbar\omega}{eS_{\text{яч}}\eta_{\text{ФП}}T_n} = \frac{\bar{n}_3\hbar\omega}{S_{\text{яч}}\eta_{\text{ФП}}T_n},$$

где $\hbar$ – постоянная Планка; ω – частота световой волны; e – заряд электрона.

Тогда интенсивность излучения в опорном канале, которая обеспечит заряд $Q_{\text{max}}/2$ в каждой ячейке, должна составлять

$$I_R = \frac{Q_{\text{max}}\hbar\omega}{2eS_{\text{яч}}\eta_{\text{АГ}}T_n}.$$

Для формирования заряда Q_s , содержащего информацию о спектре входного сигнала, в сигнальном канале необходимо обеспечить интенсивность

$$I_S = \frac{2Q_s^2\hbar\omega}{Q_{\text{max}}eS_{\text{яч}}\eta_{\text{ФП}}T_n}.$$

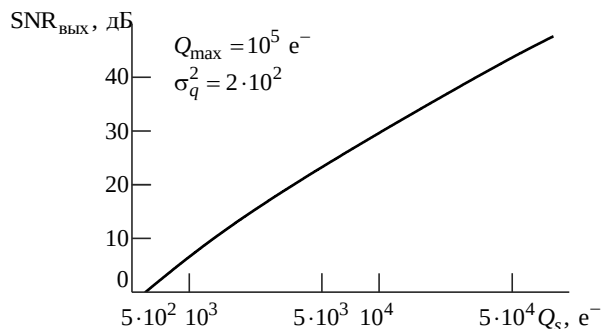


Рис. 3. Зависимость отношения сигнал/шум от уровня заряда сигнальной составляющей

Fig. 3. Signal-to-noise ratio versus signal component charge level

Необходимые для формирования требуемого заряда в $n_{\text{яч}}$ ячейках фотоприемника мощности излучения в опорном и сигнальном каналах составят:

$$P_r = n_{\text{яч}_r} \frac{Q_{\text{max}}\hbar\omega}{2e\eta_{\text{ФП}}T_n}; \quad P_s = n_{\text{яч}_s} \frac{2Q_s^2\hbar\omega}{Q_{\text{max}}e\eta_{\text{ФП}}T_n}.$$

Количество ячеек в сигнальном канале $n_{\text{яч}_s}$ при определении односигнального динамического диапазона должно соответствовать одному спектральному элементу разрешения, а количество ячеек в опорном канале $n_{\text{яч}_r}$ должно соответствовать общему числу $N_{\text{э.р}}$ элементов разрешения в спектре. Считая необходимым считывание трех строк апертуры ФП и выделяя по 3 ячейки на главный лепесток АФ, примем $n_{\text{яч}_s} = 9$ и $n_{\text{яч}_r} = 9N_{\text{э.р}}$.

Интенсивность света в первом дифракционном порядке $I^{\pm 1}$ в режиме Брэгга связана с интенсивностью I_n падающего на АОМ излучения соотношением [10]

$$I^{\pm 1} = \sin^2 \left(\frac{\pi}{\lambda \cos \theta_B} \sqrt{\frac{M_2 P_{\text{зв}} l}{2b}} \right) I_n = \eta_B(P_{\text{зв}}) I_n, \quad (9)$$

где λ – длина световой волны; θ_B – угол Брэгга для опорного канала АОМ; M_2 – дифракционное качество материала АОМ; $P_{\text{зв}}$ – мощность звуковой волны; l – длина акустооптического взаимодействия; b – ширина пьезопреобразователя АОМ; η_B – эффективность дифракции в режиме Брэгга.

Умножив левую и правую части (9) на площадь продольного сечения акустического пучка, перейдем к мощностям и определим уровень из-

лучения, требуемый для засветки по опорному и сигнальному каналам:

$$P_{\Pi_r} = \frac{P_r}{\eta_{B_r}(P_{зв_r})} = n_{яч_r} \frac{Q_{\max} \hbar \omega}{2e \eta_{ФП} T_H \eta_{B_r}(P_{зв_r})};$$

$$P_{\Pi_s} = \frac{P_s}{\eta_{B_s}(P_{зв_s})} = n_{яч_s} \frac{2Q_s^2 \hbar \omega}{Q_{\max} e \eta_{ФП} T_H \eta_{B_s}(P_{зв_s})}, \quad (10)$$

где $\eta_{B_r}(P_{зв_r})$ и $\eta_{B_s}(P_{зв_s})$ – зависимости эффективности дифракции в режиме Брэгга от мощности звука в опорном и сигнальном каналах АОМ соответственно. Таким образом, необходимый уровень заряда можно обеспечить как за счет $P_{зв}$, т. е. уровня входного сигнала АОМ, так и за счет мощности излучения лазера.

Нелинейность акустооптического взаимодействия. Для дальнейшего рассмотрения представим (9) в виде

$$I^{\pm 1} = \sin^2(C_{АОМ} \sqrt{P_{зв}}) I_{\Pi},$$

где $C_{АОМ}$ – константа. АОМ можно характеризовать эффективностью дифракции $\eta_{B_{эф}}$ на 1 Вт акустической мощности, которая составляет от долей до десятков процентов. Тогда для константы получим

$$C_{АОМ} = \arcsin(\sqrt{\eta_{B_{эф}}}).$$

Рассмотрим зависимость $\eta_B(P_{зв})$ при $\eta_{B_{эф}} = 0.5 \%$ (рис. 4). Отклонение зависимости от линейного закона (штриховая линия) на 1 дБ наблюдается при мощности звука 21 дБ/Вт, что можно считать верхней границей для уровня входного сигнала при рассмотрении нелинейности акустооптического взаимодействия. Эффективность

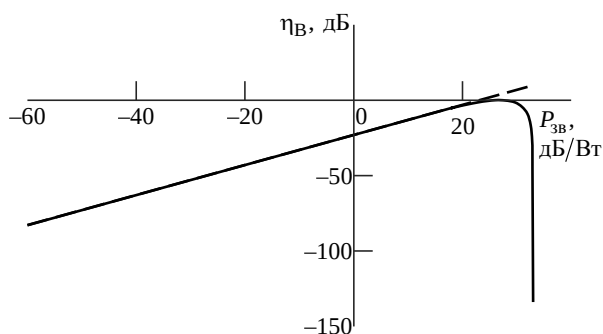


Рис. 4. Зависимость эффективности дифракции в режиме Брэгга от мощности акустического сигнала
Fig. 4. Bragg diffraction efficiency versus acoustic signal power

дифракции $\eta_{B_{\max}}$ при этом составляет более 60 %.

Расчеты показывают, что уменьшение $\eta_{B_{эф}}$ в 10 раз повышает верхнюю границу примерно на 9 дБ.

Оценим P_{Π_r} для следующих параметров, которые можно считать типовыми:

– эффективность дифракции на 1 Вт звуковой мощности $\eta_{B_{эф}} = 0.5 \%$;

– мощность акустического сигнала $P_{зв_r} = 1$ Вт;

– заряд насыщения фотоприемника

$$Q_{\max} = 10^5 \text{ e}^- \text{ [11, 12];}$$

– квантовая эффективность фотоприемника

$$\eta_{ФП} = 0.5 \text{ [11, 12];}$$

– время накопления заряда на фотоприемнике

$$T_H = 100 \text{ мкс [11, 12];}$$

– число ячеек фотоприемника в трех строках

$$n_{яч_r} = 9000.$$

Расчеты показывают, что для обеспечения заряда $Q_{\max}/2$ в 9000 ячейках необходима мощность $P_{\Pi_r} \approx 0.55$ мВт. Это значение более, чем на 20 дБ

ниже верхней границы линейности акустооптического взаимодействия. Положив для простоты $P_{\Pi_r} = P_{\Pi_s}$, определим мощность звука в сигнальном канале, при которой произойдет насыщение ФП, т. е. будет достигнута верхняя граница $DR_{ФП}^{(1)}$. Для гармонического сигнала она составит $P_{зв_s} \approx 0.69$ мВт.

Эффективность дифракции в сигнальном канале при этом составляет $\eta_{B_s} \approx 0.0034 \%$.

При оценке мощности излучения лазера P_L необходимо учесть потери, связанные с неэффективностью фокусировки пучка, рассеянием света в оптическом тракте и пр. Положив коэффициент использования лазера равным 1 %, получим $P_L \approx 100$ мВт. В этом режиме односигнальный динамический диапазон ГАОСА определяется только возможностями фотоприемника и рассчитывается согласно (8).

Двухсигнальный динамический диапазон. Оценим уровень интермодуляционных искажений третьего порядка. В ГАОСА нелинейность, определяющая двухсигнальный динамический диапазон $DR_{ГАОСА}^{(2)}$, связана с акустооптическим взаимодействием. Выразим из (10) $\eta_{B_s}(P_{зв_s})$:

$$\eta_{B_s}(P_{B_s}) = \frac{2Q_s^2 \hbar \omega n_{яч_s}}{Q_{\max} e \eta_{\Phi\Pi} T_H P_{\Pi_s}} \quad (11)$$

и воспользуемся тем, что $\eta_{B_s}(P_{B_s}) = \sin^2(C_{\text{АОМ}} \sqrt{P_{B_s}})$. Извлекая корень из правой и левой частей (11), получим

$$\sin(C_{\text{АОМ}} \sqrt{P_{B_s}}) = Q_s \sqrt{\frac{2\hbar \omega n_{яч_s}}{Q_{\max} e \eta_{\Phi\Pi} T_H P_{\Pi_s}}}.$$

Разложим функцию синуса в левой части равенства в ряд Тейлора, оставив в записи первые 2 члена:

$$\begin{aligned} C_{\text{АОМ}} \sqrt{P_{B_s}} - \frac{(C_{\text{АОМ}} \sqrt{P_{B_s}})^3}{6} + \dots = \\ = Q_s \sqrt{\frac{2\hbar \omega n_{яч_s}}{Q_{\max} e \eta_{\Phi\Pi} T_H P_{\Pi_s}}}. \end{aligned} \quad (12)$$

В этом выражении первое слагаемое слева определяет линейный компонент сигнала, а второе – продукты интермодуляции третьего порядка. Для определения нижней границы двухсигнального динамического диапазона в (12) необходимо оставить слева первое слагаемое, а справа вместо Q_s подставить $Q_{s\min}$, определяемое согласно (6). В результате математических преобразований получим выражение для уровня $P_{B_s\min}$ входного сигнала, соответствующей нижней границе динамического диапазона:

$$P_{B_s\min} = \frac{Q_{s\min}^2 2\hbar \omega n_{яч_s}}{Q_{\max} e \eta_{\Phi\Pi} T_H P_{\Pi_s} C_{\text{АОМ}}^2}.$$

Для определения верхней границы двухсигнального динамического диапазона в (12) необходимо оставить слева второе слагаемое без учета знака, а справа вместо Q_s подставить $Q_{s\min}$. После математических преобразований получим выражение для уровня $P_{B_s\max}$ входного сигнала, соответствующей верхней границе двухсигнального динамического диапазона:

$$P_{B_s\max} = \frac{\sqrt[3]{72Q_{s\min}^2 \hbar \omega n_{яч_s}}}{C_{\text{АОМ}}^2}.$$

Отношение $P_{B_s\max}$ к $P_{B_s\min}$ определяет двухсигнальный динамический диапазон. В логарифмическом масштабе эта величина определяется как

$$DR_{\Gamma\text{АОСА}}^{(2)} = \frac{10}{3} \log 9 + \frac{20}{3} \log \frac{Q_{\max} e \eta_{\Phi\Pi} T_H P_{\Pi_s}}{Q_{s\min}^2 \hbar \omega n_{яч_s}}.$$

Оценим $DR_{\Gamma\text{АОСА}}^{(2)}$ для следующих параметров:

- мощность излучения, падающая на сигнальный канал АОМ $P_{\Pi_s} = 0.55$ мВт;
- заряд насыщения фотоприемника $Q_{\max} = 10^5$ е[−];
- параметр шума схемы ФП – $\sigma_q^2 = 2 \cdot 10^2$, что дает $Q_{s\min} = 383$ е[−] при $\text{SNR}_{\text{вых}\min} = 1$;
- квантовая эффективность фотоприемника $\eta_{\Phi\Pi} = 0.5$;
- время накопления заряда на фотоприемнике $T_H = 100$ мкс;
- число ячеек фотоприемника на 2 элемента разрешения $n_{яч_s} = 18$.

Расчетное значение $DR_{\Gamma\text{АОСА}}^{(2)} = 66.73$ дБ. Задав также $\eta_{\text{БГ}}^{1\text{Вт}} = 0.5$ %, оценим максимальный уровень входного сигнала $P_{B_s\max} = 552$ мВт.

При этом $DR_{\Gamma\text{АОСА}}^{(2)}$ включает односигнальный динамический диапазон $DR_{\Gamma\text{АОСА}}^{(1)}$ при общей нижней границе.

Примем $\text{SNR}_{\text{вых}\min} = 1$ и проанализируем выражение (6). Возведем выражение в квадрат:

$$Q_{s\min}^2 = \frac{Q_{\max} + 2\sigma_q^2}{\pi} \left[2 + \sqrt{4 + 2\pi \left(2 - \frac{\pi}{2} \right)} \right].$$

При $Q_{\max} \gg 2\sigma_q^2$, что справедливо для всех практически интересных случаев, $Q_{s\min}^2 \propto Q_{\max}$.

Тогда $DR_{\Gamma\text{АОСА}}^{(2)}$ не зависит от $Q_{\max}$, а определяется тем, в каком масштабе по амплитуде спектр сигнала накапливается в ФП и как долго. Ранее упоминалось, что формирование необходимого заряда возможно как за счет достижения необходимого уровня входного сигнала, так и за

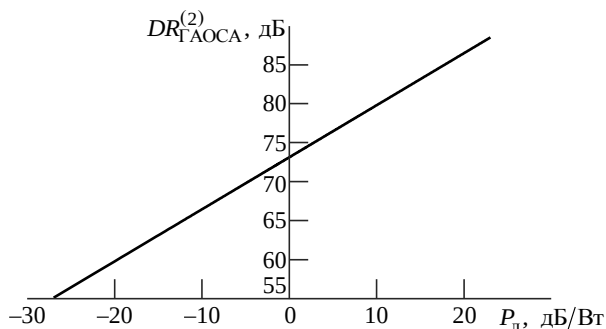


Рис. 5. Зависимость двухсигнального динамического диапазона от мощности лазерного излучения

Fig. 5. Spurious free dynamic range

счет мощности и эффективности использования лазера. Иными словами, увеличивая $P_{\text{Пс}}$, можно снизить уровень входного сигнала, сохранив заряд. При этом меньшим значениям $P_{\text{Пс}}$ соответствует более линейный характер акустооптического взаимодействия (см. рис. 4). На рис. 5 представлена зависимость $DR_{\text{ГАОСА}}^{(2)}$ от мощности излучения лазера при коэффициенте использования его излучения 1 %. При расчетах использованы принятые ранее параметры. Равенство

$DR_{\text{ГАОСА}}^{(2)}$ и $DR_{\text{ГАОСА}}^{(1)}$ достигается при мощности излучения $P_{\text{Л}} = -19$ дБ/мВт для $Q_{\text{max}} = 10^5$ е⁻, которая может быть обеспечена как полупроводниковым [13, 14], так и газовым лазером [13, 15].

Большему времени накопления соответствует больший заряд при неизменной мощности на входе АОМ, что также расширяет двухсигнальный динамический диапазон. Таким образом, время накопления также может быть использовано для расширения двухсигнального динамического диапазона.

Закключение. Представленная статистическая модель ГАОСА с ФП с накоплением при подстановке параметров, указанных в [6], дает более точную оценку динамического диапазона с ошибкой в 1 дБ вместо полученных авторами 4 дБ. Также модель наглядно показывает невозможность удвоения (в децибелах) динамического диапазона в интерферометрической схеме по сравнению с анализаторами спектра мощности. Это связано с необходимостью иметь в плоскости спектров относительно высокую по уровню опорную засветку, которая значительно повышает уровень собственных шумов ГАОСА.

Список литературы

1. A 3 GHz Instantaneous Bandwidth Acousto-Optical Spectrometer with 1 MHz Resolution / M. Olbrich, V. Mitzenzwei, O. Siebertz, F. Schmulling, R. Schieder // Proc. of 18th Intern. Symp. on Space Terahertz Technology, Pasadena, California, 21–23 March 2007. P. 231–235. URL: <https://hobbydocbox.com/Radio/95227070-A-3-ghz-instantaneous-bandwidth-acousto-optical-spectrometer-with-1-mhz-resolution.html> (дата обращения 16.01.2020).
2. Acousto-Optical Spectrometers for THz Heterodyne Instruments / O. Siebertz, R. Schieder, C. Gal, M. Olbrich, P. Hartogh. Proc. SPIE. 4857. 2003. Vol. 56.
3. Vander Lugt A. Interferometric spectrum analyzer // App. Opt. 1981. Vol. 20, iss. 16. P. 2770–2779. doi: 10.1364/AO.20.002770
4. Wiley W. A., Gatenby P. V. Theoretical Study of the interferometric Bragg-cell Spectrum Analyzer // IEE Proc. J. Optoelectronics. 1986. Vol. 133, iss. 1. P. 47–59. doi: 10.1049/ip-j.1986.0007
5. Tinoco A. F. S., Perrella W. J., Alves F. D. P., Oliveira J. E. B. Computer aided Design of Bragg Cell Spectrum Analyzer // Proc. of the 2001 SBMO/IEEE MTT-S Intern. Microwave and Optoelectronics Conf. Belem, Brazil, Brazil, 6–10 Aug. 2001. Vol. 1. P. 13–16. doi: 10.1109/SBMOMO.2001.1008708
6. Грачев С. В., Рогов А. Н., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический анализатор спектра с пространственным и временным интегрированием // Радиотехника. 2003. Вып. 4. С. 23–28.
7. Saleh B. E. A., Teich M. C. Fundamentals of Photonics. 2nd ed. Hoboken, NJ: Wiley Interscience, 2007. 1177 p.
8. Акустооптические процессоры спектрального типа / под ред. В. В. Проклова, В. Н. Ушакова. М.: Радиотехника, 2012. 192 с.
9. Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Метод формирования квадратурных компонентов спектра в гомодинном акустооптическом спектроанализаторе // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 2. С. 53–61. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-53-61
10. Vander Lugt A. Optical Signal Processing. New York: Wiley Interscience, 2005. 604 p.
11. CCD Area Image Sensor S12101 / Hamamatsu photonics. URL: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s12101_kmpd1176e.pdf (дата обращения 14.01.2020).
12. CCD Area Image Sensor S12101 / Hamamatsu photonics. URL: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s12071_kmpd1138e.pdf (дата обращения 14.01.2020).
13. Svelto O. Principles of Lasers. 5th ed. New York: Springer Science+Business Media, LLC, 2010. 620 p.
14. Diode Lasers for Raman Spectroscopy / Micro Laser Systems, Inc. URL: http://www.microlaser.com/PDFs/DL_for_Raman-16.pdf (дата обращения 14.01.2020).
15. HNL Series Red HeNe Lasers. User Guide Rev. B. August 21, 2018 / Thorlabs. URL: <http://cdn.specpick.com/images/photonics/products/HNL150RB.pdf> (дата обращения 14.01.2020).

Информация об авторах

Аронов Леонид Андреевич – магистр техники и технологии по направлению "Телекоммуникации" (2006), старший преподаватель кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 20 научных работ. Сфера научных интересов – оптическая обработка информации.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: aronov.tor@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0003-2332-7826>

Доброленский Юрий Сергеевич – кандидат физико-математических наук по специальности "Радиофизика" (2008), старший научный сотрудник Института космических исследований Российской академии наук (ИКИ РАН). Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – акустооптика, физическая оптика, радиофизика, физика колебаний, физика атмосферы, космическое приборостроение, физика планет.

Адрес: Институт космических исследований Российской академии наук (ИКИ РАН), ул. Профсоюзная, д. 84/32, Москва, 117997, Россия

E-mail: dobrolenskiy@iki.rssi.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4960-2232>

Кулак Геннадий Владимирович – доктор физико-математических наук (2003), профессор (2011), член Нью-Йоркской академии наук (1996), профессор кафедры физики и математики Мозырского государственного педагогического университета им. И. П. Шамякина, Республика Беларусь. Автор более 210 научных работ. Сфера научных интересов – акустооптика гиротропных монокристаллов и оптических волноводов; оптоакустика конденсированных сред.

Адрес: УО "Мозырский государственный педагогический университет им. И. П. Шамякина", ул. Студенческая, д. 28, Мозырь, 247777, Республика Беларусь

E-mail: g.kulak57@mail.ru

References

1. Olbrich M., Mittenzwei V., Siebertz O., Schmulling F., Schieder R. A 3 GHz Instantaneous Bandwidth Acousto-Optical Spectrometer with 1 MHz Resolution. Proc. of 18th Intern. Symp. on Space Terahertz Technology, 21–23 March 2007, Pasadena, California, pp. 231–235. Available at: <https://hobbydocbox.com/Radio/95227070-A-3-ghz-instantaneous-bandwidth-acousto-optical-spectrometer-with-1-mhz-resolution.html> (accessed 16.01.2020).
2. Siebertz O., Schieder R., Gal C., Olbrich M., Hartogh P. Acousto-Optical Spectrometers for THz Heterodyne Instruments. Proc. SPIE. 4857, 2003, vol. 56.
3. Vander Lugt A. Interferometric Spectrum Analyzer. App. Opt. 1981, vol. 20, iss. 16, pp. 2770–2779. doi: 10.1364/AO.20.002770
4. Wiley W. A., Gatenby P. V. Theoretical Study of the interferometric Bragg-cell Spectrum Analyzer. IEE Proc. J. Optoelectronics. 1986, vol. 133, iss. 1, pp. 47–59. doi: 10.1049/ip-j.1986.0007
5. Tinoco A. F. S., Perrella W. J., Alves F. D. P., Oliveira J. E. B. Computer aided Design of Bragg Cell Spectrum Analyzer. Proc. of the 2001 SBMO/IEEE MTT-S Intern. Microwave and Optoelectronics Conf. Belem, Brazil, Brazil, 6–10 Aug. 2001, vol. 1, pp. 13–16. doi: 10.1109/SBMOMO.2001.1008708
6. Grachev S. V., Rogov A. N., Ushakov V. N. Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer with Spatial and Temporal Integration. Radioengineering. 2003, vol. 4, pp. 23–28. (In Russ.)
7. Saleh B. E. A., Teich M. C. Fundamentals of Photonics. 2nd ed. Hoboken, N. J., Wiley Interscience, 2007, 1177 p.
8. *Akustoopticheskie protsessory spektral'nogo tipa* [Acousto-Optical Spectral-Type Processors]. Ed. by V. V. Proklov, V. N. Ushakov. Moscow, Radiotekhnika, 2012, 192 p. (In Russ.)
9. Aronov L. A., Ushakov V. N. Quadrature Components Forming Method for Homodyne Acousto-Optic Spectrum Analyzer. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 2, pp. 53–61. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-2-53-61
10. Vander Lugt A. Optical Signal Processing. New York, Wiley Interscience, 2005, 604 p.
11. CCD Area Image Sensor S12101. Hamamatsu photonics. Available at: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s12101_kmpd1176e.pdf (accessed 14.01.2020).
12. CCD Area Image Sensor S12101. Hamamatsu photonics. Available at: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s12071_kmpd1138e.pdf (accessed 14.01.2020).
13. Svelto O. Principles of Lasers. 5th ed. New York, Springer Science+Business Media, LLC, 2010, 620 p.
14. Diode Lasers for Raman Spectroscopy. Micro Laser Systems, Inc. Available at: http://www.microlaser.com/PDFs/DL_for_Raman-16.pdf (accessed 14.01.2020).
15. HNL Series Red HeNe Lasers. User Guide Rev. B. August 21, 2018. Thorlabs. Available at: <http://cdn.specpick.com/images/photonics/products/HNL150RB.pdf> (accessed 14.01.2020).

Information about the authors

Leonid A. Aronov, Master's Degree in Telecommunications (2006), Senior Lecturer of the Department of Theoretical Bases of Radioengineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 21 scientific publications. Area of expertise: optical information processing.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: Aronov.tor@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0003-2332-7826>

Yurii S. Dobrolenskii, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2008), Senior Researcher of the Space Research Institute of the Russian Academy of Sciences. The author of 60 scientific publications. Area of expertise: acousto-optics; physical optics; radio physics; fluctuation physics; atmospheric physics; space engineering; physics of planets.

Address: Space Research Institute of the Russian Academy of Sciences, 84/32 Profsoyuznaya Str, Moscow 117997, Russia

E-mail: dobrolenskiy@iki.rssi.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4960-2232>

Gennadii V. Kulak, Dr. Sci. (Phys.-Math.) (2003), Professor (2011), Member of New York Academy of Sciences (1996), Professor of the Department of Physics And Mathematics of Mozyr State Pedagogical University named after I. P. Shamyakin. The author of 210 scientific publications. Area of expertise: acousto-optics of gyrotropic single crystals and optical waveguides; optoacoustics of condensed matter.

Address: Mozyr State Pedagogical University named after I.P. Shamyakin, 28/1 Studencheskaya Str., Mozyr 247760, Republic of Belarus.

E-mail: g.kulak57@mail.ru

Электроника СВЧ

УДК 621.371/537.862

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-1-63-69>

Исследование полосовых фильтров К-диапазона на прямоугольных концентрических резонаторах

В. В. Комаров✉, С. К. Бушанский

Саратовский государственный технический университет
им. Гагарина Ю. А., Саратов, Россия

✉ vyacheslav.komarov@gmail.com

Аннотация

Введение. Объемные резонаторы простой формы – прямоугольные, цилиндрические и коаксиальные – широко применяются в современной микроволновой технике при проектировании различных функциональных устройств среднего и высокого уровня мощности. Параметры таких резонаторов можно установить аналитически, используя соотношения, взятые из литературы. Концентрические резонаторы, выполненные на основе классических объемных резонаторов простой формы с центральным металлическим ядром, представляют собой отдельный класс электродинамических систем, свойства которых остаются малоизученными. Одна из таких структур, а именно прямоугольный концентрический резонатор (ПКР), предложена в настоящей статье в качестве базового элемента полосовых фильтров К-диапазона (18...26 ГГц).

Цель работы. Изучение потенциальных возможностей ПКР для создания устройств фильтрации электромагнитных сигналов микроволнового диапазона.

Материалы и методы. Собственные электродинамические характеристики ПКР и параметры матрицы рассеяния СВЧ-фильтров на его основе исследуются с помощью метода конечных элементов, реализованного в пакете программ COMSOL.

Результаты. На первом этапе моделирования получены простые полиномиальные соотношения для расчета нормированных резонансных длин волн ПКР. Далее построены две модели полосовых СВЧ-фильтров на ПКР с разными размерами и исследованы их электродинамические характеристики. В ходе численного анализа установлены размеры резонаторов и сформулированы практические рекомендации по реализации полосно-пропускающих и полосно-заграждающих СВЧ-фильтров нового типа.

Заключение. Приведены результаты конечно-элементного анализа амплитудно-частотных характеристик двух моделей полосовых фильтров К-диапазона на ПКР, впервые предложенных для этих целей. Указаны основные преимущества таких фильтров. Получены аналитические соотношения для расчета собственных резонансных длин волн рассматриваемых в работе концентрических резонаторов.

Ключевые слова: СВЧ-фильтр, полоса пропускания, прямоугольный концентрический резонатор, численное моделирование

Для цитирования: Комаров В. В., Бушанский С. К. Исследование полосовых фильтров К-диапазона на прямоугольных концентрических резонаторах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 1. С. 63–69. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-63-69

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 26.11.2019; принята к публикации после рецензирования 13.12.2019; опубликована онлайн 28.02.2020



Investigation of Band-Pass Filters of K-Range on Rectangular Concentric Resonators

Vyacheslav V. Komarov✉, Sergey K. Bushanskiy

Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, Saratov, Russia

✉ vyacheslav.komarov@gmail.com

Abstract

Introduction. Simple-shaped cavity resonators: rectangular, cylindrical and coaxial, are widely applied in modern microwave engineering in design of different functional devices of middle and high power levels. Parameters of resonators can be obtained analytically by using expressions from literature. Concentric resonators, performed on the basis of classical simple-shaped cavities with a central metallic core represent a new class of electrodynamic systems of microwave range, the properties of which remain poorly studied. One of these structures, named a rectangular concentric resonator (RCR) is proposed in the paper as a basic unit of K-band bandpass filters (18...26 GHz).

Aim. To study potential possibilities of RCR for creation electromagnetic signals filtration devices of microwave range.

Materials and methods. The finite element method implemented in the package COMSOL was used to investigate electrodynamic characteristics of RCR and scattering matrix parameters of the microwave filters on RCR-basis.

Results. Simple polynomial expressions for computation of normalized resonant wavelengths of RCR were obtained at the first stage of modeling. Next, two models of passband microwave filters by RCR with different sizes were built and their EM characteristics were studied. Cavities sizes were determined numerically and practical recommendations on the realization of a new type bandpass microwave filters were formulated.

Conclusion. New results of the finite-element analysis of spectral characteristics of two models of bandpass K-range filters on rectangular concentric resonators were represented. The advantages of the filters were indicated. Simple analytical expressions for calculation of the resonance wavelengths of the considered concentric resonators were obtained.

Keywords: microwave filter, band pass, rectangular concentric cavity, numerical modeling

For citation: Komarov V. V., Bushanskiy S. K. Investigation of Band-Pass Filters of K-Range on Rectangular Concentric Resonators. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 1, pp. 63–69. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-63-69

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 26.11.2019; accepted 13.12.2019; published online 28.02.2020

Введение. Одним из приоритетных направлений усовершенствования СВЧ-устройств различного назначения является снижение их массогабаритных показателей и повышение уровня передаваемой мощности, что особенно актуально для бортовой радиоэлектронной аппаратуры авиационной и космической техники [1–3]. Применение в качестве базовых элементов таких устройств волноводов и резонаторов сложной конфигурации в ряде случаев позволяет найти приемлемые технические решения. В частности, для расширения функциональных возможностей СВЧ-фильтров высокого и среднего уровня мощности все чаще используются прямоугольные резонаторы (ПР) с

неоднородным металлодиэлектрическим заполнением. К примеру, на базе ПР с металлическими спиралями (helical resonators) выполняются полосовые фильтры диапазона 200...500 МГц для бортовых радиоэлектронных комплексов систем космической связи [4, 5].

Чаще в литературе можно встретить структуры фильтров на ПР с более простыми включениями. В частности, в [6, 7] описаны конструкции каскадных полосовых фильтров (ПФ) различных частотных диапазонов на ПР с металлическими аксиально-симметричными штырями различной топологии. Еще один пример построения аналогичных структур фильтрации электромагнитных

сигналов на ПР с металлическими штырями и коаксиальными элементами связи, а также конструкции СВЧ-фильтров L- и X-диапазонов можно найти в [8, 9]. Наконец в [10, 11] приведены результаты численного расчета и измерений мало-размерных ПФ на ПР с металлическими ребрами (ridged resonators) различных диапазонов с волновыми и с коаксиальными элементами связи.

Общей особенностью всех конструкций СВЧ-фильтров, описанных в [4–11], является крепление внутренних включений (спиралей, штырей или ребер) к одной из стенок ПР. Альтернативный подход к размещению металлических включений внутри резонатора реализован в так называемых концентрических резонаторах, наиболее известным из которых является сферический концентрический резонатор (СКР) [12]. В таких структурах в центре резонатора, форма которого в общем случае может быть любой, размещается металлическая сфера, диаметр которой меньше определяющего размера резонатора. В [13] впервые показано, что СКР могут быть адаптированы для разработки компактных полосовых СВЧ-фильтров К-диапазона.

Исследования, представленные в [13], показали, что сферическая форма базовых резонаторов не всегда удобна для проектирования каскадных СВЧ-фильтров. Более приемлемыми для этого представляются ПР, использованные в [4–11]. В связи с этим целью настоящей статьи является поиск технических решений устройств фильтрации на базе прямоугольного концентрического резонатора (ПКР) (рис. 1). В статье рассмотрен частный случай такого резонатора с размерами $a = a_x = a_y = a_z = \text{const}$, в центре которого размещается металлическая сфера диаметром b .

Метод численного анализа. Учитывая сложность реализации граничных условий на криволинейной поверхности сферического элемента конструкции ПКР (рис. 1), в качестве основного инструмента численного моделирования был выбран трехмерный метод конечных элементов (МКЭ) и универсальный пакет программ COMSOL на его основе. Сходимость данного метода исследовалась на примере экспериментальных данных для ПР ($x \times y \times z = 50 \times 50 \times 51$ мм) с цилиндрическими вставками высотой 15.8 мм и диаметром 14 мм, размещенными на диагонали нижней стенки резонатора, имеющего коаксиальные элементы связи, измерения которого в ча-

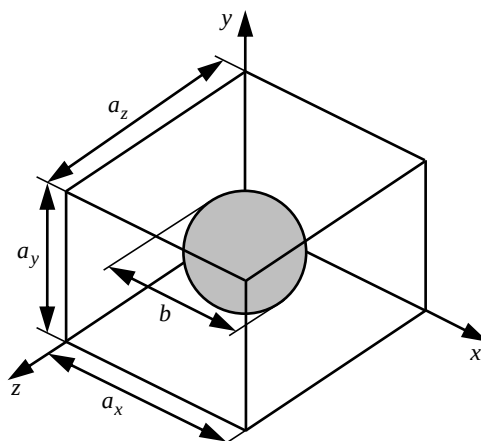


Рис. 1. Прямоугольный концентрический резонатор

Fig. 1. Rectangular concentric resonator

стотном диапазоне 2.5...4 ГГц были описаны в [14]. Особенностью конструкции многомодового фильтра, предложенного в [14], является размещение коаксиальных портов в центре боковых стенок под углом 90° друг к другу. Результаты моделирования и измерений для данного случая приведены в таблице.

Коэффициент отражения прямоугольного резонатора с двумя цилиндрическими вставками

Reflection coefficient of rectangular resonator with two cylindrical insertions

f , ГГц	S_{11} , дБ	
	Измерения [14]	Модель на МКЭ
2.50	–0.073	–0.054
2.75	–11.1	–12.3
3.00	–19.3	–21.1
3.25	–12.6	–15.2
3.50	–14.8	–17.1
3.75	–0.37	–0.42
4.00	–0.11	–0.13

Тестирование численной модели этого фильтра, построенной с привлечением пакета COMSOL, позволило установить плотность сетки тетраэдрических конечных элементов Уитни второго порядка, обеспечивающую необходимую точность вычислений.

Результаты моделирования. На первом этапе исследований с помощью МКЭ были найдены собственные электродинамические параметры ПКР (рис. 1) в зависимости от нормированного размера b/a . Результаты численного моделирования собственных значений (резонансных длин волн) основного H -вида колебаний были аппроксимированы полиномом третьей степени с привлечением системы математических расчетов

MATLAB для интервала изменения размеров $0.1 \leq b/a \leq 0.9$:

$$\lambda/a = -0.4961(b/a)^3 + 1.9722(b/a)^2 - 0.1278(b/a) + 1.4115, \quad (1)$$

где λ – резонансная длина волны.

Корреляция результатов численного моделирования и аппроксимации по методу наименьших квадратов определяется величиной $R^2 = 0.9991$, где R – коэффициент корреляции.

Для ПКР со стенкой размером $a = 10$ мм из меди с электропроводностью $\sigma = 5.8 \cdot 10^7$ См/м в [15] получены значения собственной добротности с учетом (1). Расчеты показали, что собственная добротность ПКР для низшего H -вида колебаний достигает значений $Q_c = 16\,000 \dots 18\,000$ при вариациях размеров $0.2 \leq b/a \leq 0.5$, в то время как для низшего E -вида – $Q_c = 15\,000 \dots 17\,000$ при $0.3 \leq b/a \leq 0.6$.

По аналогии с [13], 3D-модель ПР была дополнена стандартными коаксиальными элементами связи ($D/d = 3.5/1.52$, где D и d – диаметры внешнего и внутреннего проводника коаксиальной линии соответственно, мм). Размер стенки резонатора был выбран $a = 13.5$ мм. Для размещения внутреннего сферического элемента в ПР был использован цилиндрический стержень, являю-

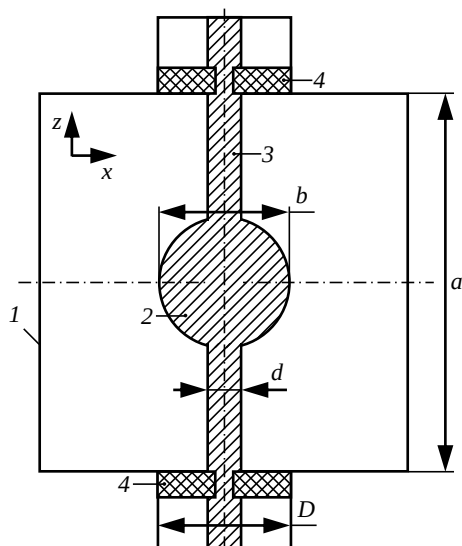


Рис. 2. Однорезонаторный полосовой фильтр: 1 – прямоугольный резонатор; 2 – сферический элемент; 3 – цилиндрический стержень; 4 – опорная шайба

Fig. 2. Single-resonator bandpass filter: 1 – rectangular cavity; 2 – spherical element; 3 – cylindrical rod; 4 – bead

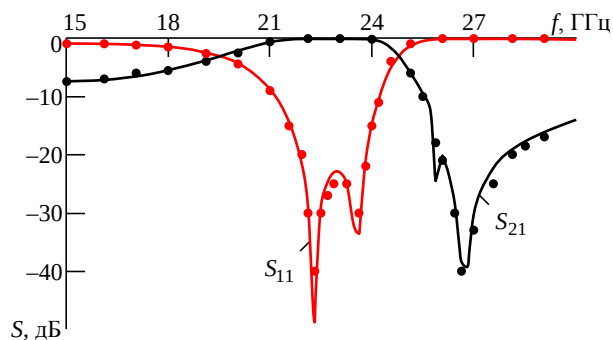


Рис. 3. S-параметры однорезонаторного фильтра. Линии – модель на основе трехмерного метода конечных элементов; маркеры – модель на основе трехмерного метода конечных разностей

Fig. 3. S-parameters of single-resonator filter.

Lines – model based on 3D-method of the finite elements; markers – model based on 3D-method of finite differences

щийся продолжением внутренних проводников коаксиальных линий (рис. 2, 3). Конструкция фильтра также включает тонкие фторопластовые шайбы 4, размеры которых выбраны так, чтобы волновое сопротивление на участке шайбы было равно волновому сопротивлению коаксиальной линии.

На входе рассматриваемого СВЧ-четырёхполосника задавались условия распространения поперечной ТЕМ-волны единичной амплитуды для частотного диапазона $15 \dots 30$ ГГц. На выходе были заданы поглощающие граничные условия, имитирующие идеализированную согласованную нагрузку. Единственным варьируемым параметром 3D-модели СВЧ-фильтра был диаметр сферы b .

Исследования, проведенные с помощью этой модели, позволили установить наличие двух резонансов слева и справа от центральной частоты $f_0 = 23$ ГГц, формирующих полосу пропускания 24 % при $b/a = 0.4148$. Результаты численного анализа для этого случая показаны на рис. 3.

Для верификации результатов вычислений была построена аналогичная 3D-модель фильтра, основанная на методе конечных разностей (МКР) во временной области, реализованном в пакете программ QuickWave3D, и установлены частотные зависимости коэффициента отражения и передачи такого четырехполосника. Как видно из рис. 3, в ходе проверки было получено хорошее совпадение численных данных, полученных двумя независимыми методами расчета.

Из приведенной на рис. 3 амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) видно, что затухание сигнала в длинноволновой части полосы заграждения на ча-

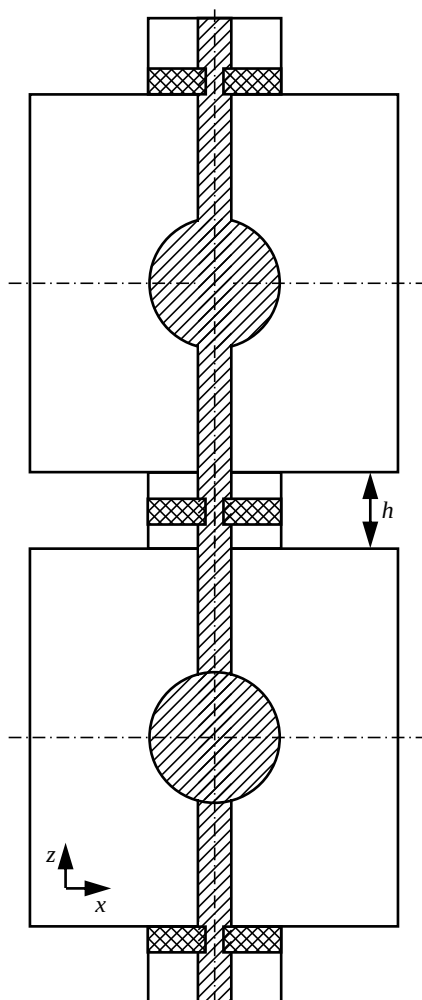


Рис. 4. Двухрезонаторный полосовой фильтр
Fig. 4. Double-resonator bandpass filter

стотах ниже 21 ГГц оказывается недостаточным. Для устранения этого недостатка построена еще одна численная модель полосового фильтра на двух ПКР с размером стенки $a = 15$ мм каждый, связанных коаксиальной диафрагмой толщиной $h = 1$ мм (рис. 4). Сферические включения, как и в конструкции фильтра на СКР [13], соединяются металлическим штырем, являющимся продолжением внутренних проводников коаксиальных линий. Диаметр отверстия связи между резонаторами был выбран равным диаметру внешнего проводника D (рис. 2).

В ходе численного анализа и оптимизации данной структуры в диапазоне 18...24 ГГц были определены размеры фильтра $b/a = 0.2533$, обеспечивающие полосу пропускания не более 6.3 % на центральной частоте 19.9 ГГц и полосу заграждения 10.4 % в диапазоне 20.5...22.7 ГГц. Результаты моделирования для этого случая представлены на рис. 5, из которого следует, что для каскадной конструкции фильтра на ПКР уда-

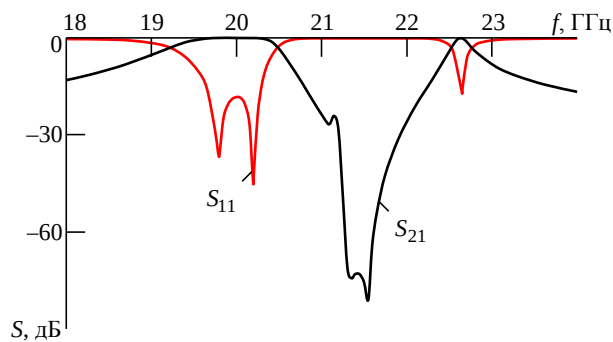


Рис. 5. S-параметры двухрезонаторного фильтра
Fig. 5. S-parameters of double-resonator filter

ется добиться затухания ~ 20 дБ в полосе пропускания и более приемлемой крутизны АЧХ в длинноволновой части полосы заграждения, чем ранее (рис. 3). Кроме того, благодаря еще одному резонансу, наблюдаемому на частоте 22.6 ГГц, формируется участок АЧХ с центральной частотой 21.5 ГГц, который может быть использован для создания полосно-заграждающего фильтра диапазона 20.2...22.6 ГГц.

Обсуждение результатов. Исследования, представленные в настоящей статье, показали, что в однорезонаторном фильтре с коаксиальными элементами связи (рис. 2) в диапазоне 15...30 ГГц наблюдаются 2 резонанса, обусловленных низшими четным и нечетным H -колебаниями ПКР с размером стенки $a = 13.5$ мм. У двухрезонаторного фильтра (рис. 4) на ПКР с $a = 15$ мм аналогичная АЧХ формируется в более узком диапазоне 18...22 ГГц (рис. 5), в то время как на частоте 22.6 ГГц появляется дополнительный узкополосный резонанс, соответствующий низшему E -колебанию ПКР.

Таким образом, несмотря на более низкие значения собственной добротности, чем у других концентрических резонаторов [15], ПКР может быть успешно адаптирован для создания узкополосных пропускающих и заграждающих фильтров. При этом конструкция фильтров на ПКР получается более простой для проектирования и изготовления, чем, к примеру, аналогичная конструкция фильтра на СКР [13]. Благодаря более высоким значениям резонансной длины волны основного типа колебаний, чем у классических ПР, функциональные СВЧ-устройства на основе ПКР оказываются более компактными. Кроме того, такие устройства обладают более высокой электрической прочностью, чем аналогичные элементы на ПР с металлическими вставками [6, 10, 16], так как в них отсутствуют области с высокой напряженностью электрического поля.

Закключение. В настоящей статье представлены две модификации компактных ПФ К-диапазона на ПКР с коаксиальными элементами связи. Анализ электродинамических характеристик этих устройств проводился МКЭ. На предварительных этапах моделирования с помощью взятых из литературы экспериментальных данных установлены значения плотности сетки тетраэдрических элементов, обеспечивающие высокую точность расчета при минимальных вычислительных затратах. Дополнительная верификация численных данных для одного из фильтров проводилась с привлечением еще одного численного подхода – МКР во временной области.

Результаты численного моделирования подтвердили перспективность использования ПКР для реализации СВЧ-фильтров, АЧХ которых в полосе пропускания формируется двумя высокودобротными резонансами, соответствующими низшими H -колебаниям ПКР. Рассмотренные структуры (см. рис. 2 и 4) являются предельно простыми и не содержат элементов подстройки в виде дополнительных штырей, применение которых в ряде случаев позволяет улучшить параметры СВЧ-устройств [7]. Одним из перспективных направлений дальнейших исследований СВЧ-фильтров на концентрических резонаторах является анализ таких структур с элементами подстройки.

Список литературы

1. СВЧ-фильтры и мультиплексоры для систем космической связи / под ред. В. П. Мещанова. М.: Радиотехника, 2017. 256 с.
2. Cameron R. J., Kudsia C. M., Mansour R. R. *Micro-wave Filters for Communication Systems*. New York: Wiley, 2007. 772 p.
3. Broun T. M. *Satellite communication payload and system*. Boston: Wiley-IEEE, 2012. 400 p.
4. Doumanis E., Goussetis G., Kosmopoulos S. *Filter Design for Satellite Communications*. Boston: Artech House, 2015. 203 p.
5. 3D Printed Filter based on Helical Resonators with Variable Width / X. Shang, J. Li, C. Guo, M. J. Lancaster, J. Xu // *Proc. of the IEEE MTT-S Intern. Symp. Honolulu, USA*, 2017. P. 1587–1590. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058936
6. Flexible and Efficient Computer-Aided Design Tool for Advanced Comb-Line Rectangular Waveguide Filters / A. San-Blas, A. Vidal, A. A. Muller, P. Soto, F. Mira, F. J. Perez-Soler, B. Gimeno, V. E. Boria // *Intern. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. 2015. Vol. 25, № 8. P. 696–708. doi: 10.1002/mmce.20908
7. On the Alingment of Low-Fidelity and High-Fidelity Simulation Spaces for the Design of Microwave Waveguide Filters / J. Ossorio, J. C. Melgarejo, V. E. Boria, M. Guglielmi, J. W. Bandler // *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. 2018. Vol. 66, № 12. P. 5183–5196. doi: 10.1109/TMTT.2018.2871022
8. Wideband Generalized Admittance Matrix Representation for the Analysis and Design of Waveguide Filters with Coaxial Excitation / F. Mira, A. A. San Blas, V. E. Boria, L. J. Rogla, B. Gimeno // *Radio Science*. 2013. Vol. 48, № 1. P. 50–60. doi: 10.1002/rds.20013
9. Bastioli S., Snyder R. V., Macchiarella G. *Design of In-Line Filters with Strongly Coupled Resonator Triplet* // *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. 2018. Vol. 66, № 12. P. 5585–5592. doi: 10.1109/TMTT.2018.2867004
10. Bastioli S., Marcaccioli L., Sorrentino R. *Compact Dual-Mode Rectangular Waveguide Filters using Square Ridge Resonators* // *Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies*. 2009. Vol. 1, № 4. P. 241–247. doi: 10.1017/S1759078709990286
11. Compact Ridge Waveguide Filters with Arbitrary Placed Transmission Zeros using Nonresonating Nodes / M. M. Fahmi, J. A. Ruiz-Cruz, R. R. Mansour, K. A. Zaki // *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. 2009. Vol. 57, № 12. P. 3354–3361. doi: 10.1109/TMTT.2009.2034423
12. Давидович М. В. *Итерационные методы решения задач электродинамики*. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2014. 240 с.
13. Комаров В. В., Бушанский С. К. СВЧ-фильтры на объемных концентрических резонаторах // *Радиотехника*. 2018. № 8. С. 140–143. doi: 10.18127/j00338486-201808-26
14. Design of Wideband Bandpass Filter using Quadruple-Mode Rectangular Cavity Resonator / Y.-M. Wu, S.-Y. Zhou, J.-Y. Lin, L. W. Zhou, S.-W. Wong, L. Zhu, Q.-X. Chu // *Proc. of the IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*. 2017, Xian, China, 16–19 Oct. 2017. P. 1–3. doi: 10.1109/APCAP.2017.8420607
15. Комаров В. В., Бушанский С. К. Добротность концентрических резонаторов // *Радиотехника*. 2019. № 7. С. 32–37. doi: 10.18127/j00338486-201907(10)-06
16. Шаров Г. А. *Волноводные устройства сантиметровых и миллиметровых волн*. М.: Горячая Линия – Телеком, 2016. 640 с.

Информация об авторах

Комаров Вячеслав Вячеславович – доктор технических наук (2007), профессор (2007) кафедры "Радиоэлектроника и телекоммуникации" Саратовского государственного технического университета им. Гагарина Ю. А. Автор 150 научных работ. Сфера научных интересов – прикладная и вычислительная электродинамика, математическое моделирование и компьютерное проектирование функциональных устройств микроволновой и терагерцевой техники, исследование процессов взаимодействия электромагнитных волн с различными материалами. Адрес: СГТУ им. Гагарина Ю. А., ул. Политехническая, д. 77, Саратов, 410054, Россия
E-mail: vyacheslav.komarov@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-2345-086X>

Бушанский Сергей Константинович – магистр по направлению "Управление в технических системах" (2016), аспирант Саратовского государственного технического университета им. Гагарина Ю. А. по кафедре радиоэлектроники и телекоммуникаций. Автор восьми научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка и проектирование устройств микроволновой техники, численные методы анализа электромагнитных полей. Адрес: СГТУ им. Гагарина Ю. А., ул. Политехническая, д. 77, Саратов, 410054, Россия
E-mail: 8908_07@mail.ru

References

1. *SVCh-fil'try i mul'tipleksory dlya sistem kosmicheskoi svyazi* [Microwave Filters and Multiplexers for Space Communications Systems], ed. by V. P. Meshchanov. Moscow, *Radiotekhnika*, 2017, 256 p. (In Russ.)
2. Cameron R. J., Kudsia C. M., Mansour R. R. *Microwave Filters for Communication Systems*. New York, Wiley, 2007, 772 p.
3. Broun T. M. *Satellite Communication Payload and System*. Boston, Wiley-IEEE, 2012, 400 p.
4. Doumanis E., Goussetis G., Kosmopoulos S. *Filter Design for Satellite Communications*. Boston, Artech House, 2015, 203 p.
5. Shang X., Li J., Guo C., Lancaster M. J., Xu J. 3D Printed Filter based on Helical Resonators with Variable Width. *Proc. of the IEEE MTT-S Intern. Symp. Honolulu, USA*, 2017, pp. 1587–1590. doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058936
6. San-Blas A., Vidal A., Muller A. A., Soto P., Mira F., Perez-Soler F. J., Gimeno B., Boria V. E. Flexible and Efficient Computer-Aided Design Tool for Advanced Comb-Line Rectangular Waveguide Filters. *Intern. J. of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*. 2015, vol. 25, no. 8, pp. 696–708. doi: 10.1002/mmce.20908
7. Ossorio J., Melgarejo J. C., Boria V. E., Guglielmi M., Bandler J. W. On the Alingment of Low-Fidelity and High-Fidelity Simulation Spaces for the Design of Microwave Waveguide Filters. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. 2018, vol. 66, no. 12, pp. 5183–5196. doi: 10.1109/TMTT.2018.2871022
8. Mira F., San Blas A. A., Boria V. E., Rogla L. J., Gimeno B. Wideband Generalized Admittance Matrix Representation for the Analysis and Design of Waveguide Filters with Coaxial Excitation. *Radio Science*. 2013, vol. 48, no. 1, pp. 50–60. doi: 10.1002/rds.20013
9. Bastioli S., Snyder R. V., Macchiarella G. Design of In-Line Filters with Strongly Coupled Resonator Triplet. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. 2018, vol. 66, no. 12, pp. 5585–5592. doi: 10.1109/TMTT.2018.2867004
10. Bastioli S., Marcaccioli L., Sorrentino R. Compact Dual-Mode Rectangular Waveguide Filters using Square Ridge Resonators. *Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies*. 2009, vol. 1, no. 4, pp. 241–247. doi: 10.1017/S1759078709990286
11. Fahmi M. M., Ruiz-Cruz J. A., Mansour R. R., Zaki K. A. Compact Ridge Waveguide Filters with Arbitrary Placed Transmission Zeros using Nonresonating Nodes. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*. 2009, vol. 57, no. 12, pp. 3354–3361. doi: 10.1109/TMTT.2009.2034423
12. Davidovich M. V. *Iteratsionnye metody resheniya zadach elektrodinamiki* [Iterative methods for solving electrodynamics problems]. Saratov, *Izd-vo Sarat. un-ta*, 2014, 240 p. (In Russ.)
13. Komarov V. V., Bushanskiy S. K. Microwave Filters on Concentric Cavity Resonators. *Radioengineering*. 2018, no. 8, pp. 140–143. doi: 10.18127/j00338486-201808-26 (In Russ.)
14. Wu Y.-M., Zhou S.-Y., Lin J.-Y., Zhou L. W., Wong S.-W., Zhu L., Chu Q.-X. Design of Wideband Bandpass Filter using Quadruple-Mode Rectangular Cavity Resonator. *Proc. of the IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation*. 2017, Xian, China, 16–19 Oct., 2017, pp. 1–3. doi: 10.1109/APCAP.2017.8420607
15. Komarov V. V., Bushanskiy S. K. The Quality Factor of Concentric Resonators. *Radioengineering*. 2019, no. 7, pp. 32–37. doi: 10.18127/j00338486-201907(10)-06
16. Sharov G. A. *Volnovodnye ustroystva santimetrovykh i millimetrovykh voln* [Waveguide Devices of Centimeter and Millimeter Waves]. Moscow, *Goryachaya Liniya – Telekom*, 2016, 640 p. (In Russ.)

Information about the authors

Vyacheslav V. Komarov, Dr. Sci. (Eng.) (2007), Professor (2007) of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of Yuri Gagarin State Technical University of Saratov. The author of 150 scientific publications. Area of expertise: applied and computational electrodynamics; mathematical modeling and computer-aided design of functional devices of microwave and terahertz technology; study of the processes of interaction of electromagnetic waves with various materials.

Address: Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, 77 Politechnicheskaya Str., Saratov 410054, Russia
E-mail: vyacheslav.komarov@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-2345-086X>

Sergey K. Bushanskiy, Master on management in technical systems (2016), Postgraduate Student of Yuri Gagarin State Technical University of Saratov on department of Radio Electronics and Telecommunications. The author of 8 scientific publications. Area of expertise: development and design of microwave devices; numerical methods for the analysis of electromagnetic fields.

Address: Yuri Gagarin State Technical University of Saratov, 77 Politechnicheskaya Str., Saratov 410054, Russia
E-mail: 8908_07@mail.ru

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

УДК 534.232

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-1-70-82>

Излучение преобразователем волноводного типа в соосные с ним конусные полупространства

И. С. Пестерев¹, Н. Н. Сосновский², Б. Г. Степанов^{2✉}

¹ АО «Концерн «ЦНИИ "Электроприбор"», Санкт-Петербург, Россия

² Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉ BGStepanov@etu.ru

Аннотация

Введение. Современный этап развития гидроакустической техники характеризуется постоянным улучшением элементной базы и ростом вычислительных мощностей. На этом этапе при решении прикладных задач все чаще сталкиваются с ограничением ширины полосы пропускания электроакустических преобразователей и антенн. Большинство известных способов расширения полосы пропускания не обеспечивают линейность фазочастотной характеристики (ФЧХ) излучения в рабочей полосе частот, которая имеет первоочередное значение для эффективного формирования сравнительно коротких, перестраиваемых по частоте и сложных по структуре акустических сигналов. В связи с этим преимущественным является использование преобразователя волноводного типа (ПВТ), способ построения и электрического возбуждения которого обеспечивает близкую к линейной ФЧХ излучения.

Цель работы. Разработка обобщенной расчетной модели, которая включает в себя частные случаи излучения ПВТ в соосные с ним цилиндрические волноводы и в полупространства, а также учитывает влияние волн, отраженных от границ ПВТ, на его полевые характеристики.

Материалы и методы. ПВТ представлен соосным набором идентичных водозаполненных пьезоцилиндров с амплитудно-фазовым возбуждением, обеспечивающим режим широкополосного излучения по типу бегущей волны. Использование метода частичных областей позволяет решить задачу об излучении ПВТ через водозаполненные апертуры в граничащие с ними конусные полупространства с изменяемым углом раскрыва.

Результаты. Приведены и проанализированы результаты расчетов частотных характеристик звукового давления при излучении ПВТ, возбуждаемых в соответствии с решением задачи синтеза, во фронтальном и тыльном направлениях для разных углов раскрыва конусов. С использованием предложенной расчетной модели ПВТ показана возможность получения полосы пропускания порядка трех октав. Оценивается влияние толщины пассивных фланцев, которые используются для компоновки ПВТ в антеннах. Рассматривается возможность излучения в рабочей полосе частот ПВТ перестраиваемых по частоте ультракоротких однопериодных импульсов для разных углов раскрыва конусов. Дается сопоставительная оценка результатов расчета с другими частными решениями: излучение ПВТ в соосные водозаполненные волноводы, а также – в полупространства.

Заключение. Сделан вывод о целесообразности использования обобщенной расчетной модели для более точного описания акустических полей реальных макетов антенн, составленных из ПВТ.

Ключевые слова: широкополосный преобразователь волноводного типа, синтез частотных характеристик, короткие акустические сигналы

Для цитирования: Пестерев И. С., Сосновский Н. Н., Степанов Б. Г. Излучение преобразователем волноводного типа в соосные с ним конусные полупространства // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 1. С. 70–82. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-70-82

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 26.06.2019; принята к публикации после рецензирования 11.12.2019; опубликована онлайн 28.02.2020

Radiation by Transducer of Waveguide Type into Conical Half-Spaces Coaxial with It

Ivan S. Pesterev¹, Nikolai N. Sosnovsky², Boris G. Stepanov²✉

¹ Concern CSRI Elektropribor, JSC, St Petersburg, Russia

²Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ BGStepanov@etu.ru

Abstract

Introduction. The present stage of development of hydroacoustic equipment is characterized by a constant improvement of an element base and by an increase in computing power. However, in solving of applied problems one is increasingly faced with a restriction on the realized bandwidth of electroacoustic transducers and antennas. The most of well-known methods of bandwidth expansion do not provide a linear character of the phase-frequency characteristic (PFC) of radiation in the working frequency band, which is of primary importance for the effective formation of relatively short, frequency-tunable, and complex acoustic signals. From this position, the use of a transducer of waveguide type (TWT) is preferential. Its construction and electrical excitation method provides a close to linear phase response of radiation.

Aim. The development of a generalized computational model. It has to include particular cases of TWT radiation into cylindrical waveguides coaxial with it and into half-spaces, and also to take into account the influence of waves reflected from the boundaries of the TWT on its field characteristics.

Materials and methods. The TWT was presented by a coaxial set of identical water filled piezocylinders with amplitude-phase excitation, provided a mode of broadband radiation in the form of traveling waves. The usage of the method of partial regions allowed one to obtain a solution of the problem of TWT radiation through water filled apertures into the conical adjacent half-spaces, variable in angle.

Results. Frequency characteristics of TWT sound pressure results calculated in accordance with the solution of the synthesis problem in the frontal and rear directions for different angles of cone opening were presented and analyzed. Using the proposed computational model of TWT, the possibility of obtaining a bandwidth of the order of 3 octaves was demonstrated. An influence of the thickness of the passive flanges, which are used to link the TWT in the antennas was estimated. The possibility of radiation in the working frequency band of TWT of ultrashort ultra-short single-period pulses for different angles of cone opening was considered. A comparative assessment of the result of calculation with other particular solutions (the radiation by TWT in coaxial water-filled waveguides and also – in half-spaces) was presented

Conclusion. An expedient to use a generalized computational model for a more accurate description of the acoustic fields of real antenna models made up of TWT was concluded.

Keywords: wideband transducer of waveguide type, synthesis of frequency characteristics, short acoustic signals

For citation: Pesterev I. S., Sosnovsky N. N., Stepanov B. G. Radiation by Transducer of Waveguide Type into Conical Half-Spaces Coaxial with It. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 1, pp. 70–82. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-70-82

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 26.06.2019; accepted 11.12.2019; published online 28.02.2020

Введение. Расширению полосы пропускания электроакустических преобразователей и связанному с ним получению коротких акустических сигналов посвящены многочисленные работы отечественных и зарубежных авторов, отраженные в оригинальных статьях, обзорах и монографиях [1–14]. Известны традиционные пути реше-

ния такого рода задач: использование акустически согласующих структур, электрических корректирующих цепей, разночастотных преобразователей, связанных мод колебаний и др. [1], [4–9]. Однако, обеспечивая достаточно большую полосу пропускания, эти решения далеко не всегда позволяют получить линейную фазочастотную ха-

рактеристику (ФЧХ) излучения, необходимую для неискаженной передачи коротких и сложных сигналов. Следует также отметить, что основные методы получения коротких акустических импульсов [10], в том числе и нетрадиционные [11–14], не позволяют изменять частоту их формирования. В связи с этим определенный интерес представляют рассмотренные в [3] подходы, основанные на решении задачи синтеза, обеспечивающие получение равномерной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и линейной ФЧХ излучения в полосе частот около двух октав и формирование коротких, перестраиваемых по частоте, акустических импульсов.

Одним из вариантов построения широкополосных преобразователей являются преобразователи волноводного типа (ПВТ) [15–17], обеспечивающие полосу пропускания до 3...3.5 октав [16], [17]. Благодаря своему построению и способу возбуждения образующих ПВТ пьезоцилиндров эти преобразователи обладают не только сравнительно равномерной АЧХ, но и линейной ФЧХ излучения в указанной полосе частот. Такой характер ФЧХ излучения в первую очередь определяет возможность неискаженного формирования широкополосных акустических сигналов, что не может быть реализовано при использовании традиционных способов расширения полосы пропускания.

В [16–18] рассмотрены принципы построения сверхширокополосных ПВТ, а также их расчетные и экспериментальные частотные и импульсные характеристики. Для расчетных моделей ПВТ применялись 2 частных варианта решения задачи об излучении: в водозаполненные волноводы, расположенные соосно с ПВТ [16], и в полупространства [18]. В настоящей статье рассматривается разработанная авторами обобщенная расчетная модель ПВТ, позволяющая объединить оба реше-

ния и учесть влияние волн, отраженных от границ ПВТ, на его полевые характеристики.

Расчетная модель ПВТ, излучающего в конусные полупространства. Решение задачи об излучении методом частичных областей. Структура ПВТ и характерные размеры его расчетной модели схематически показаны на рис. 1. Собственно ПВТ представляет собой набор N соосно расположенных пьезоцилиндров (на рис. 1 показана их внутренняя поверхность) с внутренним радиусом a и высотой l , разделенных по торцам тонкими гибкими прокладками. Расстояние между центрами двух соседних пьезоцилиндров равно d . Между крайними пьезоцилиндрами (с номерами 1 и N) и внешней средой расположены жесткие пассивные цилиндрические вставки с внутренним радиусом a и высотой $z_{\text{фл}}$, которые имитируют наличие у реальных макетов антенн, составленных из ПВТ [17], фронтального и тыльного металлических фланцев корпусов. Внутренняя полость ПВТ заполняется жидкостью (водой), контактирующей с внешней средой, а внешняя его поверхность считается свободной. Пьезоцилиндры возбуждаются различными по амплитуде и фазе электрическими напряжениями $U_i = U_{\text{им}} e^{j\varphi_i}$ ($U_{\text{им}}$, φ_i – амплитуда и фаза возбуждающего напряжения соответственно; $i = 1, N$), которые обеспечивают нужное амплитудно-фазовое распределение радиальной компоненты колебательной скорости на внутренней поверхности пьезоцилиндров $v_{ir} = v_{\text{им}} e^{-j(\omega t - \psi_i)}$ ($v_{\text{им}}$, ψ_i – амплитуда и фаза радиальной компоненты колебательной скорости соответственно).

ПВТ излучает звуковые волны через внешние апертуры фланцев в соосные фронтальную и

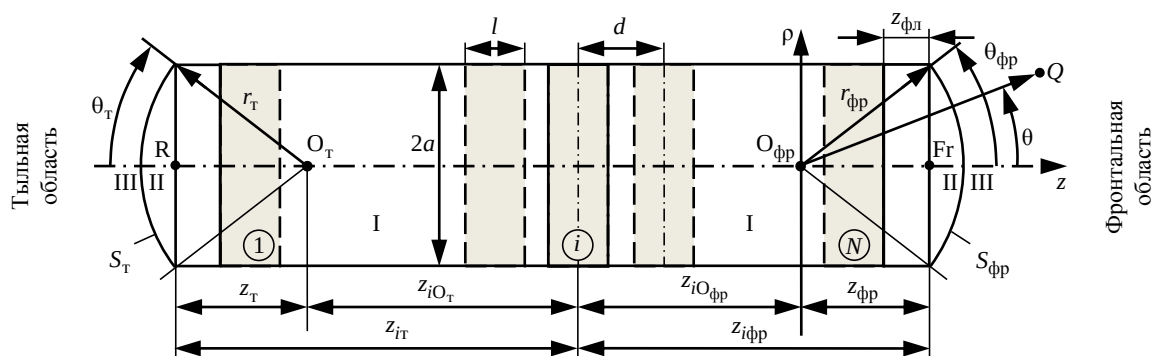


Рис. 1. Расчетная модель ПВТ, излучающего в соосные конусообразные области

Fig. 1. Design model of the TWT radiating in coaxial cone-shaped areas

тыльную водозаполненные бесконечные конусные области, расположенные соответственно справа и слева от ПВТ. Углы раскрытия этих областей равны $2\theta_{\text{фр}}$ и $2\theta_{\text{т}}$. В том случае, когда $\theta_{\text{фр}} = \theta_{\text{т}} = \pi/2$, вершины конусов (точки $O_{\text{фр}}$ и $O_{\text{т}}$) перемещаются к плоскостям апертур ПВТ и излучение происходит с их поверхности в полупространство [14]. При этом $z_{\text{фр}} = z_{\text{т}} = 0$; $r_{\text{фр}} = r_{\text{т}} = a$, а поверхности $S_{\text{фр}}$ и $S_{\text{т}}$ становятся полусферами. Значения $\theta_{\text{фр}} = \theta_{\text{т}} = 0$ соответствуют излучению в соосные волноводы [16], при этом поверхности $S_{\text{фр}}$ и $S_{\text{т}}$ совпадают с плоскостями апертур ПВТ. Подобно [16] и [18] предполагается, что на конических поверхностях значение нормальной к ним компоненты колебательной скорости равно нулю.

Для определения полевых характеристик ПВТ используется метод частичных областей [19], [20]. В соответствии с геометрией обобщенной расчетной модели ПВТ вся область существования звукового поля делится на 3 частичные области. Во фронтальном направлении область I – это цилиндрическая область от правого торца i -го пьезоцилиндра до правого торца ПВТ; область II представляет собой сегмент шара радиусом $r_{\text{фр}}$, ограниченный плоскостью правого торца ПВТ; область III – внутренний объем конуса с углом раскрытия $2\theta_{\text{фр}}$, за исключением шарового сектора радиусом $r_{\text{фр}}$. Аналогичным образом определяются частичные области в тыльном направлении, слева от i -го пьезоцилиндра. В каждой частичной области звуковое поле определяется в виде суммы известных частных решений уравнения Гельмгольца с неопределенными коэффициентами, а затем эти области "сшиваются" с учетом выполнения условий сопряжения звуковых давлений и колебательных скоростей на их границах.

Рассмотрим вначале звуковое поле, формируемое одним пьезоцилиндром в указанных областях во фронтальном направлении ПВТ. В зоне сопряжения цилиндрической и конусообразной областей используются цилиндрическая (ρ, φ, z) и сферическая (r, θ, φ) системы координат с общим центром в точке $O_{\text{фр}}$. Ввиду осевой симметрии ПВТ зависимость от угла φ в решении рассматриваемой задачи будет отсутствовать. В принятой цилиндрической системе координат звуковое поле i -го пьезоцилиндра в области I можно представить в виде

суммы падающей волны [16] и подобной ей отраженной (с неопределенными коэффициентами B_n):

$$p_i^I = K_i \left[\sum_{n=0}^{\infty} A_n e^{jk_n z_{i\text{фр}}} J_0 \left(\beta_n \frac{\rho}{a} \right) e^{jk_n (z - z_{\text{фр}})} + \sum_{n=0}^{\infty} B_n e^{jk_n z_{i\text{фр}}} J_0 \left(\beta_n \frac{\rho}{a} \right) e^{-jk_n (z - z_{\text{фр}})} \right], \quad (1)$$

где $K_i = -2v_{\text{им}} e^{j\psi_i} z_0 k_0 a$; $A_n = \frac{\sin(k_n l/2)}{J_0(\beta_n)(k_n a)^2}$;

$k_n = \sqrt{k_0^2 - (\beta_n/a)^2}$; $J_0(\cdot)$, $J_1(\cdot)$ – цилиндрические функции Бесселя нулевого и первого порядков соответственно; причем $z_0 = \rho_0 c_0$; $k_0 = \omega/c_0$ – волновое число; β_n – корни уравнения $J_1(\beta_n) = 0$; $n = 0, 1, 2, \dots$ (ρ_0 и c_0 – плотность жидкости, заполняющей ПВТ, и скорость звука в ней соответственно).

Звуковое давление в области III определяется в сферических координатах [19]:

$$p_i^{\text{III}} = K_i \sum_{q=0}^{\infty} E_q P_q \left(\cos \frac{\pi\theta}{\theta_{\text{фр}}} \right) h_q^{(1)}(k_0 r), \quad (2)$$

где $P_q(\cdot)$ – полиномы Лежандра; $h_q^{(1)}(\cdot)$ – сферические функции Ханкеля первого рода. Полиномы Лежандра для конусной области III фронтального направления ($0 \leq \theta \leq \theta_{\text{фр}}$) записаны с учетом их отображения на полную сферу ($0 \leq \theta \leq \pi$). В этом случае они также будут обладать свойством ортогональности*.

Звуковое поле в частичной области II образовано суммой двух волн: прошедшей из области I и подобной волне в области III, для которой в качестве радиальной компоненты выбрана сферическая функция Бесселя $j_q(k_0 r)$, непрерывная на промежутке $0 \leq r < \infty$:

$$p_i^{\text{II}} = K_i \left[\sum_{n=0}^{\infty} C_n e^{jk_n z_{i\text{фр}}} J_0 \left(\beta_n \frac{\rho}{a} \right) e^{jk_n (z - z_{\text{фр}})} + \sum_{q=0}^{\infty} D_q P_q \left(\cos \frac{\pi\theta}{\theta_{\text{фр}}} \right) j_q(k_0 r) \right]. \quad (3)$$

* Абрамовиц М., Стиган И. Справочник по специальным функциям с формулами, графикой и таблицами. М.: Физматгиз. 1979. 839 с.

Следует отметить, что в решении для области II может быть использована сферическая функция Ханкеля $h_q^{(1)}(k_0 r)$, но только для $\theta_{\text{фр}}, \theta_{\text{т}} < \pi/2$, когда исключается ее особенность при $r = 0$.

На границе областей I–II ($z = z_{\text{фр}}$) выражение (3) удобно представить в цилиндрической системе координат, заменив сферические координаты θ и r на

$$\theta_{\text{ц}} = \arccos \left(\sqrt{\frac{z_{\text{фр}}^2}{z_{\text{фр}}^2 + \rho^2}} \right) \text{ и } r_{\text{ц}} = \sqrt{z_{\text{фр}}^2 + \rho^2}.$$

На границе областей II–III ($r = r_{\text{фр}}$) выражение (3) следует представить в сферических координатах, заменив ρ и z на $\rho_{\text{сф}} = r_{\text{фр}} \sin \theta$ и $z_{\text{сф}} = r_{\text{фр}} \cos \theta$.

Неизвестные коэффициенты в выражениях (1)–(3) определяются с использованием системы уравнений, объединяющей условия сопряжения звуковых давлений и колебательных скоростей на границах частичных областей I–II и II–III:

$$\left. \begin{aligned} p_i^{\text{I}} &= p_i^{\text{II}}; \\ \frac{\partial p_i^{\text{I}}}{\partial z} &= \frac{\partial p_i^{\text{II}}}{\partial z} \end{aligned} \right\} \text{ при } z = z_{\text{фр}}; 0 \leq \rho \leq a;$$

$$\left. \begin{aligned} p_i^{\text{II}} &= p_i^{\text{III}}; \\ \frac{\partial p_i^{\text{II}}}{\partial r} &= \frac{\partial p_i^{\text{III}}}{\partial r} \end{aligned} \right\} \text{ при } r = r_{\text{фр}}; 0 \leq \theta \leq \theta_{\text{фр}}. \quad (4)$$

Подстановка выражений (1)–(3) в граничные условия (4) и последующая алгебраизация полученных уравнений с использованием интегральных соотношений для функций Бесселя и полиномов Лежандра* приводит к бесконечной системе линейных алгебраических уравнений:

$$\begin{cases} B_q - C_q - \sum_{n=0}^{\infty} I_{qn}^{(1)} D_n = -A_q; \\ B_q + C_q + \sum_{n=0}^{\infty} I_{qn}^{(2)} D_n = A_q; \\ \sum_{n=0}^{\infty} I_{qn}^{(3)} C_n + j_q(k_0 r_{\text{фр}}) D_q - h_q^{(1)}(k_0 r_{\text{фр}}) E_q = 0; \\ \sum_{n=0}^{\infty} I_{qn}^{(4)} C_n + j'_q(k_0 r_{\text{фр}}) D_q - h_q^{(1)}(k_0 r_{\text{фр}}) E_q = 0, \end{cases}$$

где

$$I_{qn}^{(1)} = \frac{2e^{-jk_q z_{\text{фр}}}}{[J_0(\beta_q)]^2} \int_0^1 P_n \left(\cos \frac{\pi \theta_{\text{ц}}}{\theta_{\text{фр}}} \right) j_n(k_0 r_{\text{ц}}) J_0(\beta_q x) x dx;$$

$$I_{qn}^{(2)} = \frac{-2je^{-jk_q z_{\text{фр}}}}{(k_q a)[J_0(\beta_q)]^2} \times$$

$$\times \int_0^1 \left\{ P'_n \left(\cos \frac{\pi \theta_{\text{ц}}}{\theta_{\text{фр}}} \right) \sin \left(\frac{\pi \theta_{\text{ц}}}{\theta_{\text{фр}}} \right) \frac{\pi}{\theta_{\text{фр}}} \times \right.$$

$$\times \frac{x}{(z_{\text{фр}}/a)^2 + x^2} j_n(k_0 r_{\text{ц}}) +$$

$$\left. + P_n \left(\cos \frac{\pi \theta_{\text{ц}}}{\theta_{\text{фр}}} \right) j'_n(k_0 r_{\text{ц}}) \times \right.$$

$$\left. \times \frac{k_0 z_{\text{фр}}}{\sqrt{(z_{\text{фр}}/a)^2 + x^2}} \right\} J_0(\beta_m x) x dx;$$

$$I_{qn}^{(3)} = \frac{2q+1}{2} e^{jk_n z_{\text{фр}}} \times$$

$$\times \int_0^{\theta_{\text{фр}}} J_0 \left(\beta_n \frac{r_{\text{фр}}}{a} \sin \frac{\theta_{\text{фр}} \vartheta}{\pi} \right) e^{jk_n \left(r_{\text{фр}} \cos \frac{\theta_{\text{фр}} \vartheta}{\pi} - z_{\text{фр}} \right)} \times$$

$$\times P_q(\cos \vartheta) \sin \vartheta d\vartheta;$$

$$I_{qn}^{(4)} = \frac{2q+1}{2} e^{jk_n z_{\text{фр}}} \times$$

$$\times \int_0^{\theta_{\text{фр}}} \left\{ -J_1 \left(\beta_n \frac{r_{\text{фр}}}{a} \sin \frac{\theta_{\text{фр}} \vartheta}{\pi} \right) \left(\frac{\beta_n}{k_0 a} \sin \frac{\theta_{\text{фр}} \vartheta}{\pi} \right) + \right.$$

$$\left. + J_0 \left(\beta_n \frac{r_{\text{фр}}}{a} \sin \frac{\theta_{\text{фр}} \vartheta}{\pi} \right) \frac{j k_n \cos \frac{\theta_{\text{фр}} \vartheta}{\pi}}{k_0} \right\} \times$$

$$\times e^{jk_n \left(r_{\text{фр}} \cos \frac{\theta_{\text{фр}} \vartheta}{\pi} - z_{\text{фр}} \right)} P_q(\cos \vartheta) \sin \vartheta d\vartheta,$$

где $x = \rho/a$; $\vartheta = \pi\theta/\theta_{\text{фр}}$.

Аналогичная система уравнений может быть получена и для тыльного направления ПВТ переносом начала используемых сферической и цилиндрической систем координат из точки $O_{\text{фр}}$ в точку $O_{\text{т}}$. Это сопровождается заменой индекса "фр" на "т", а также изменением знака у фазовых показателей экспонент: $e^{-jk_q z_{\text{фр}}} \rightarrow e^{jk_q z_{\text{т}}}$; $e^{jk_n z_{\text{фр}}} \rightarrow e^{-jk_n z_{\text{т}}}$ и $e^{-jk_n z_{\text{фр}}} \rightarrow e^{jk_n z_{\text{т}}}$ в выражениях для интегралов $I_{qn}^{(1)} \dots I_{qn}^{(4)}$. Полученные системы уравнений решаются методом редукции. Полные звуковые давления в частичных областях определяются согласно принципу суперпозиции суммированием парциальных давлений, создаваемых i -ми пьезоцилиндрами во фронтальном и тыльном направлениях ПВТ:

$$p_{\text{фр}}^{\text{I}} = \sum_{i=1}^N p_{i\text{фр}}^{\text{I}}; \quad p_{\text{фр}}^{\text{II}} = \sum_{i=1}^N p_{i\text{фр}}^{\text{II}}; \quad p_{\text{фр}}^{\text{III}} = \sum_{i=1}^N p_{i\text{фр}}^{\text{III}};$$

$$p_{\text{т}}^{\text{I}} = \sum_{i=1}^N p_{i\text{т}}^{\text{I}}; \quad p_{\text{т}}^{\text{II}} = \sum_{i=1}^N p_{i\text{т}}^{\text{II}}; \quad p_{\text{т}}^{\text{III}} = \sum_{i=1}^N p_{i\text{т}}^{\text{III}}.$$

Расчеты выполнялись в пакете программ MATLAB на основе принятой обобщенной модели ПВТ при возбуждении пьезоцилиндров в соответствии с решением задачи синтеза [16], когда во всем рабочем диапазоне частот ПВТ амплитуды колебательной скорости пьезоцилиндров задаются равными и частотно-независимыми ($v_{\text{им}}(\omega) = v_{\text{м}} = \text{const}$), а фазы определяются в соответствии с режимом формирования бегущей волны: $\psi_i = k_0 d(i-1) = \omega \tau(i-1)$, где $\tau = d/c_0$. Для приведенных далее результатов расчета задавались следующие значения параметров ПВТ: $N = 10$; $l/a = 0.6$; $d/a = 0.66$. Следует отметить, что для принятой расчетной модели ПВТ имеется

ограничение на минимальное значение углов раскрытия $\theta_{\text{фр}} = \theta_{\text{т}} = 0$, поскольку в этом случае частичные области III принимают вид строго цилиндрических волноводов, а вершины правого и левого конусов $O_{\text{фр}}$ и $O_{\text{т}}$ смещаются к бесконечности ($z_{iO_{\text{фр}}} \rightarrow -\infty$; $z_{iO_{\text{т}}} \rightarrow \infty$). В связи с этим в рамках настоящей работы для излучения в волновод принято значение $\theta_{\text{фр}} = \theta_{\text{т}} = 0.1^\circ$. Решение задачи получено и для меньших значений углов раскрытия (вплоть до тысячных долей градуса), но оно не имеет заметных отличий от решения для указанных значений.

Оценка выполнения условий сопряжения звуковых полей. При определении значения невязки звуковых давлений на границах частичных областей обобщенной расчетной модели ПВТ необходимо учитывать влияние на результаты расчетов высоты $z_{\text{фл}}$ фронтального и тыльного фланцев. На рис. 2 приведены нормированные АЧХ звукового давления во фронтальном направ-

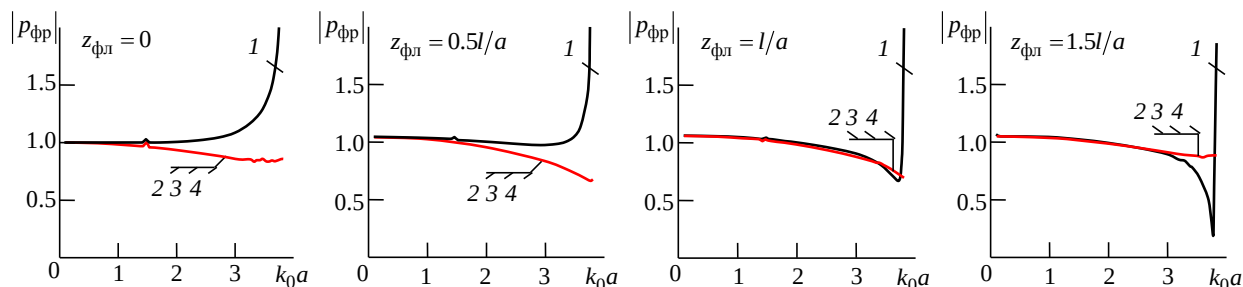


Рис. 2. АЧХ звуковых давлений во фронтальном направлении на оси ПВТ (при излучении в волновод).
Кривая 1 – излучение в области I на границе с областью II; кривая 2 – излучение в области II на границе с областью I; кривая 3 – излучение в области II на границе с областью III; кривая 4 – излучение в области III на границе с областью II

Fig. 2. The frequency response of sound pressures in the frontal direction on the axis of the TWT (with radiation into the waveguide).

Line 1 – radiation in zone I at the boundary with zone II; line 2 – radiation in zone II at the boundary with zone I; line 3 – radiation in zone II at the boundary with zone III; line 4 – radiation in zone III at the boundary with zone II

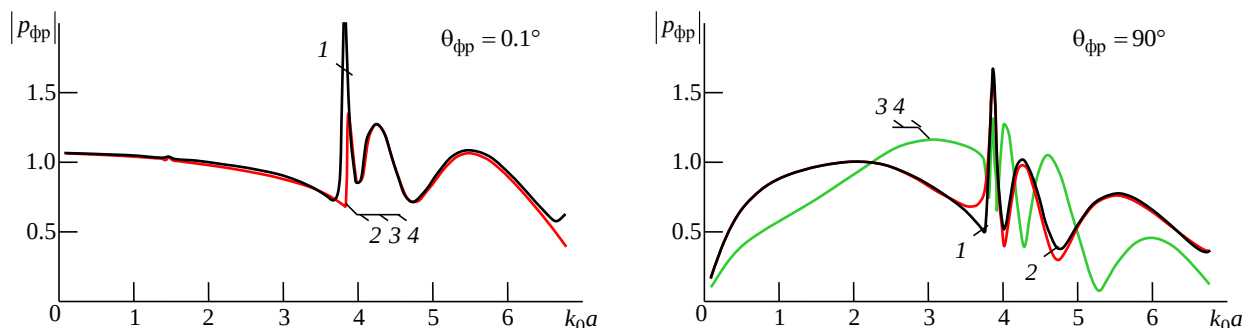


Рис. 3. АЧХ звуковых давлений во фронтальном направлении при излучении в волновод ($\theta_{\text{фр}} = 0.1^\circ$) и в полупространство ($\theta_{\text{фр}} = 90^\circ$). Описание кривых совпадает с рис. 2

Fig. 3. The frequency response of sound pressures in the frontal direction when emitted to a waveguide ($\theta_{\text{фр}} = 0.1^\circ$) and to half-space ($\theta_{\text{фр}} = 90^\circ$). The description of the lines coincides with Fig. 2

лении $|p_{\text{фр}}|$ на оси ПВТ ($\theta = 0$) для частного случая излучения в волновод ($\theta_{\text{фр}} = 0.1^\circ$) и разной высоты фланцев, относительные значения которой $z_{\text{фл}}/a$ указаны на соответствующих графиках. Здесь и на рис. 3 нормировка АЧХ звукового давления осуществлена на его значение в частичной области I для волнового размера $k_0a = 2$, соответствующего частоте радиального резонанса пьезоцилиндров ПВТ. Кривые 1 и 2 соответствуют звуковым давлениям, определенным в частичных областях I и II на границе их сопряжения (в точке Fr, см. рис. 1), а кривые 3 и 4 – в областях II и III на поверхности $S_{\text{фр}}$, в данном случае практически совпадающей с плоскостью выходного отверстия фланца. Графики построены для диапазона частот (волновых размеров k_0a), соответствующего области формирования нормальной волны нулевого порядка в цилиндрическом волноводе и ограниченного значением $\beta_1 \approx 3.83$, являющимся корнем уравнения $J_1(\beta_n) = 0$, и соответствует области формирования нормальной волны нулевого порядка в цилиндрическом волноводе.

Характер поведения АЧХ звуковых давлений во всех трех частичных областях подобен друг другу ввиду фактического слияния границ областей I–II и II–III при $\theta_{\text{фр}} \approx 0$, причем кривые 2–4 практически полностью совпадают. Резкие выбросы звукового давления в области I (кривые 1) вблизи $k_0a \approx 3.83$ формально обусловлены наличием в знаменателе коэффициента A_n в формуле (1) разности $(k_0a)^2 - \beta_n^2$, которая обращается в ноль при $k_0a = \beta_n$, т. е. на критических частотах и, в частности, при $k_0a = \beta_1$. Физически в области критических частот $k_0a = \beta_n$ должны быть минимумы звукового давления ввиду возникновения на этих частотах стоячих волн в радиальном направлении, препятствующих излучению ПВТ вдоль его оси [16–18].

Влияние высоты фланцев расчетной модели ПВТ проявляется заметнее всего на АЧХ звукового давления в частичной области I по мере приближения волнового размера k_0a к значению $\beta_1 \approx 3.83$. По результатам оценки невязки звуковых давлений на границе областей I/II в диапа-

зоне значений углов раскрытия $0 < \theta_{\text{фр}} < \theta_T \leq 90^\circ$, а также с учетом в расчетной модели геометрии реальных макетов антенн, составленных из ПВТ [13], при выполнении дальнейших расчетов высота фланцев ПВТ принималась равной $z_{\text{фл}}/a = 0.95l/a$. Для указанного значения получены представленные на рис. 3 АЧХ нормированных звуковых давлений во фронтальном направлении $|p_{\text{фр}}|$ на оси ПВТ ($\theta = 0$) для двух крайних случаев излучения в волновод ($\theta_{\text{фр}} = 0.1^\circ$) и в полупространство ($\theta_{\text{фр}} = 90^\circ$) в расширенном диапазоне частот (до области зарождения нормальной волны второго порядка).

Из рис. 3 следует, что при излучении в волновод для графиков АЧХ звуковых давлений во всех трех областях наблюдается практически полное их совпадение. В случае излучения в полупространство характер частотной зависимости звукового поля при прохождении полусферической области II заметно изменяется (см. кривые 3 и 4), что обусловлено расхождением волнового фронта.

Интерес представляет оценка выполнения условий сопряжения не только на оси ПВТ, но и вдоль границ частичных областей. На рис. 4 показаны радиальные (а) и угловые (б) распределения нормированных звуковых давлений во фронтальном направлении на границах областей I–II и II–III при излучении в волновод и в полупространство для волнового размера $k_0a = 2.0$. Кривые 1 соответствуют звуковым давлениям в частичных областях, расположенных слева от соответствующих границ, а кривые 2 – справа. Приведенные распределения нормированы на значение звукового давления на оси ПВТ, создаваемого слева от соответствующей границы. Как видно, звуковые давления на границах областей практически полностью совпадают, что также подтверждает выполнение условий сопряжения.

Расчетные АЧХ излучения ПВТ. Оценка работоспособности обобщенной расчетной модели ПВТ, излучающего в соосные конусные полупространства, выполнена посредством сопоставления результатов расчетов по этой модели с результатами, полученными ранее в [16] и [18] для частных моделей излучения в соосно расположенные цилиндрические волноводы и в полупространства. На рис. 5 показаны АЧХ нормированных звуковых давлений ПВТ в области III во фрон-

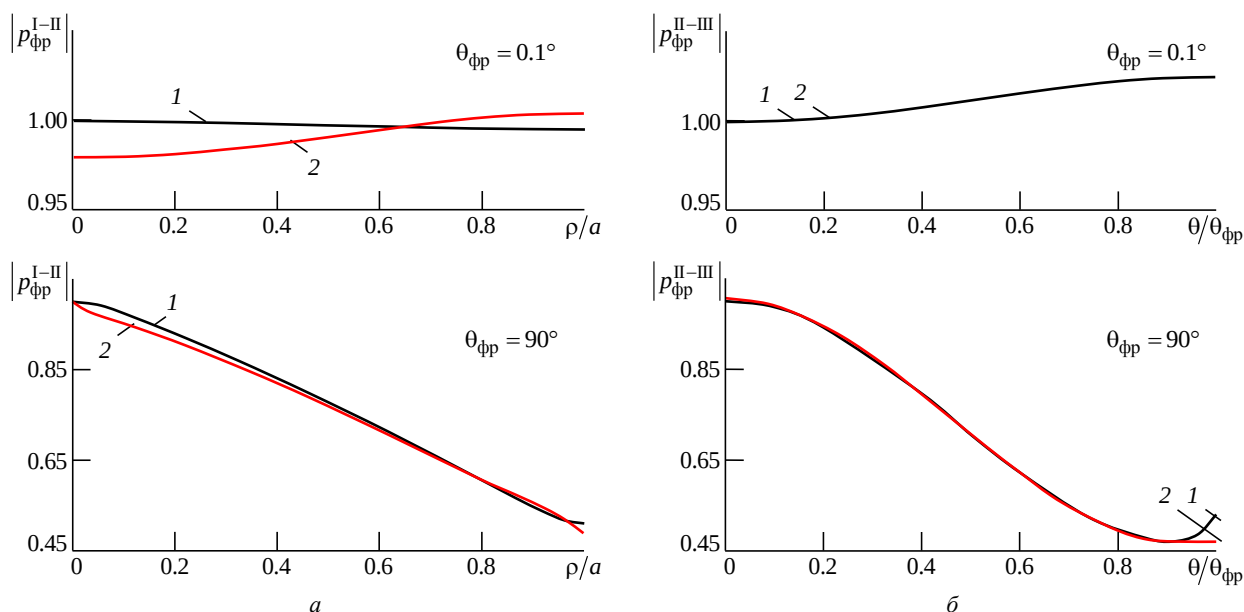


Рис. 4. Радиальные (а) и угловые (б) зависимости звуковых давлений на границах областей I – II $|p_{\text{фр}}^{I-II}|$ и II/III $|p_{\text{фр}}^{II-III}|$ при излучении в волновод ($\theta_{\text{фр}} = 0.1^\circ$) и в полупространство ($\theta_{\text{фр}} = 90^\circ$).

Кривые 1 – давление слева от границы; кривые 2 – давление справа от границы

Fig. 4. Radial (а) and angular (б) dependences of the sound pressures at the boundaries of regions I – II $|p_{\text{фр}}^{I-II}|$ and II/III $|p_{\text{фр}}^{II-III}|$ during radiation to the waveguide ($\theta_{\text{фр}} = 0.1^\circ$) and into the half-space ($\theta_{\text{фр}} = 90^\circ$).

Lines 1 – the pressure to the left of the border; lines 2 – the pressure to the right of the border

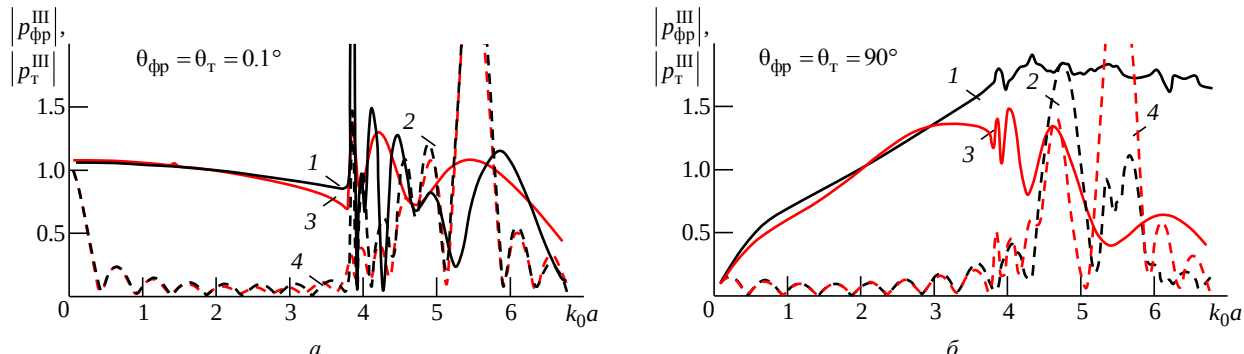


Рис. 5. АЧХ звуковых давлений ПВТ при излучении в волновод (а) и в полупространство (б) во фронтальном (кривые 1, 3) и тыльном (кривые 2, 4) направлениях, полученные частными расчетными моделями (кривые 1, 2) и обобщенной моделью (кривые 3, 4)

Fig. 5. The frequency response of sound pressures of the TWT into the waveguide (а) and half-space (б) in the frontal (curves 1, 3) and rear (curves 2, 4) directions obtained by private calculation models (curves 1, 2) and the generalized model (curves 3, 4)

тальном направлении $|p_{\text{фр}}^{\text{III}}|$ (кривые 1 и 3) и в тыльном направлении $|p_{\text{т}}^{\text{III}}|$ (кривые 2 и 4), полученные с использованием частных расчетных моделей (кривые 1 и 2), а также обобщенной модели (кривые 3 и 4) при $\theta_{\text{фр}}, \theta_{\text{т}} = 0.1^\circ$ и 90° . Для удобства сопоставления на рис. 4–7 звуковое давление нормировано на его значение при $k_0 a = 2$. Расчет выполнен для случая дальнего поля (на расстоянии

$z/a = 10l/a$ от излучающих апертур ПВТ) при расположении точки наблюдения на оси преобразователя. Результаты, полученные с использованием разных расчетных моделей, в целом демонстрируют вполне удовлетворительное соответствие, особенно в основном рабочем диапазоне частот ПВТ, т. е. в области формирования квазиплоской волны или нормальной волны нулевого порядка ($k_0 a < \beta_1 \approx 3.83$). Для всех расчетных моделей ПВТ

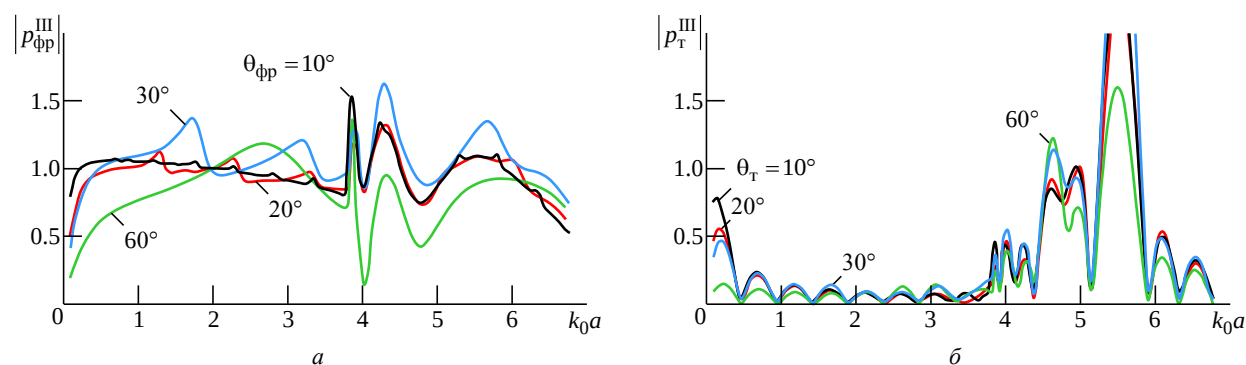


Рис. 6. АЧХ нормированных звуковых давлений ПВТ во фронтальном (а) и тыльном (б) направлениях

Fig. 6. Frequency response of the normalized sound pressures of the TWT in the frontal (a) and rear (b) directions

формируется практически линейная ФЧХ излучения во фронтальном направлении.

Рассмотрим характер звуковых полей, формируемых ПВТ при задании промежуточных значений угла раскрытия конусообразных областей излучения $0 < \theta_{\text{фр}}, \theta_{\text{т}} < 90^\circ$. На рис. 6 приведены АЧХ нормированных звуковых давлений ПВТ во фронтальном направлении (а) $|p_{\text{фр}}^{\text{III}}|$ и в тыльном направлении (б) $|p_{\text{т}}^{\text{III}}|$ для нескольких значений углов раскрытия в указанном диапазоне. Представленные на рис. 6 результаты расчета вместе с графиками на рис. 5 (для двух крайних значений углов раскрытия конусообразных областей обобщенной расчетной модели ПВТ) демонстрируют достаточно плавное изменение характера АЧХ звуковых давлений при перестроении области излучения от одного частного случая (излучение в волновод) к другому (излучение в полупространство). При излучении во фронтальном направлении на рис. 6 наблюдаются флуктуации амплитуды, уровень и период следования которых увеличиваются с ростом угла раскрытия $\theta_{\text{фр}}$. Период следования

флуктуаций по достижении значений $\theta_{\text{фр}} \approx 50...60^\circ$ становится сопоставимым с шириной диапазона частот, в котором формируется квазиплоская волна ($0 < k_0 a < 3.83$), и АЧХ звуковых давлений заметно сглаживаются.

Ранее отмечалась возможность использования сферических функций Ханкеля $h_q^{(1)}(k_0 r)$ вместо сферических функций Бесселя $j_q(k_0 r)$ при описании радиальной компоненты волны в частичной области II для малых углов раскрытия конусных областей расчетной модели ПВТ. На рис. 7 для тех же значений углов раскрытия $\theta_{\text{фр}}, \theta_{\text{т}}$, которые были приняты для рис. 6, приведены АЧХ нормированных звуковых давлений $|p_{\text{фр}}^{\text{III}}|$, $|p_{\text{т}}^{\text{III}}|$ при такой замене. Исключение составляют кривые, для которых принято $\theta_{\text{фр}} = 40^\circ$, $\theta_{\text{т}} = 40^\circ$, поскольку при углах раскрытия конусных областей $\theta_{\text{фр}}, \theta_{\text{т}} \geq 45^\circ$ заметно увеличивается невязка звуковых давлений на границе ча-

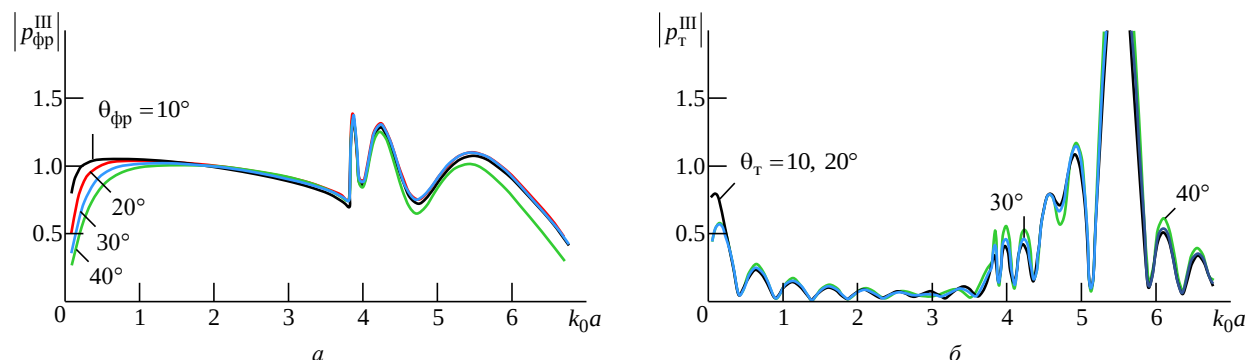


Рис. 7. АЧХ нормированных звуковых давлений ПВТ во фронтальном (а) и тыльном (б) направлениях при использовании в области II сферических функций Ханкеля

Fig. 7. Frequency response of the normalized sound pressures of the TWT in the frontal (a) and rear (b) directions when using Hankel's spherical functions in region II

стичных областей I–II. Как видно, при использовании сферических функций Ханкеля наблюдается существенное сглаживание хода АЧХ излучения во фронтальном направлении. Если же излучение происходит в волновод, то АЧХ излучения ПВТ практически полностью совпадают с теми, которые получены с использованием сферических функций Бесселя (рис. 5, а, кривые 3 и 4).

В целом, независимо от выбора сферической функции в области II вид АЧХ звуковых давлений, характерный для излучения в соосные цилиндрические волноводы, сохраняется вплоть до углов раскрытия $\theta_{\text{фр}}$, $\theta_{\text{Т}} = 5 \dots 7^\circ$. При дальнейшем расширении конусных областей III уровень излучения в интервале $0.5 > k_0 a > 0$ снижается по мере все большего расхождения волнового фронта и понижения нагруженности излучающих апертур ПВТ. Это хорошо согласуется с результатами экспериментальных исследований АЧХ излучения ПВТ [17].

Излучение коротких акустических сигналов.

Результаты расчетов звуковых давлений, формируемых ПВТ при его возбуждении в соответствии с решением задачи синтеза, демонстрируют наличие эффективного излучения в более чем трехоктавной полосе частот. Указанное обстоятельство в совокупности с линейным характером ФЧХ излучения обуславливают возможность формирования в рабочем диапазоне частот ПВТ акустических им-

пульсов заданной формы. Акустические сигналы $s_{\text{ак}}(t)$, формируемые ПВТ во фронтальном и тыльном направлениях, получим с использованием преобразования Фурье и частотных характеристик звукового давления $p_{\text{фр}}^{\text{III}}(\omega)$, $p_{\text{Т}}^{\text{III}}(\omega)$:

$$s_{\text{ак.фр}}(t) = 2 \operatorname{Re} \int_0^{\omega_{\text{В}}} \Phi(\omega) p_{\text{фр}}^{\text{III}}(\omega) e^{j\omega t} d\omega;$$

$$s_{\text{ак.Т}}(t) = 2 \operatorname{Re} \int_0^{\omega_{\text{В}}} \Phi(\omega) p_{\text{Т}}^{\text{III}}(\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

где $\omega_{\text{В}}$ – верхний предел интегрирования, определяющий полноту спектра сигнала $\Phi(\omega)$, например по заданному уровню $\Phi_{\text{min}}(\omega)/\Phi_{\text{max}}(\omega) \leq 0.1$.

Интерес представляет оценка влияния изменения углов раскрытия $\theta_{\text{фр}}$, $\theta_{\text{Т}}$ конусообразных областей излучения ПВТ на вид его акустических импульсов. На рис. 8 показаны сигналы $s_{\text{ак.фр}}(t)$, сформированные во фронтальном направлении ПВТ при его возбуждении однопериодным импульсом в соответствии с решением задачи синтеза, с перестройкой несущей частоты в двухоктавном диапазоне ($k_0 a = 0.5, 1.0, 2.0$) для углов раскрытия $\theta_{\text{фр}} = 0.1, 30, 60$ и 90° . Временная

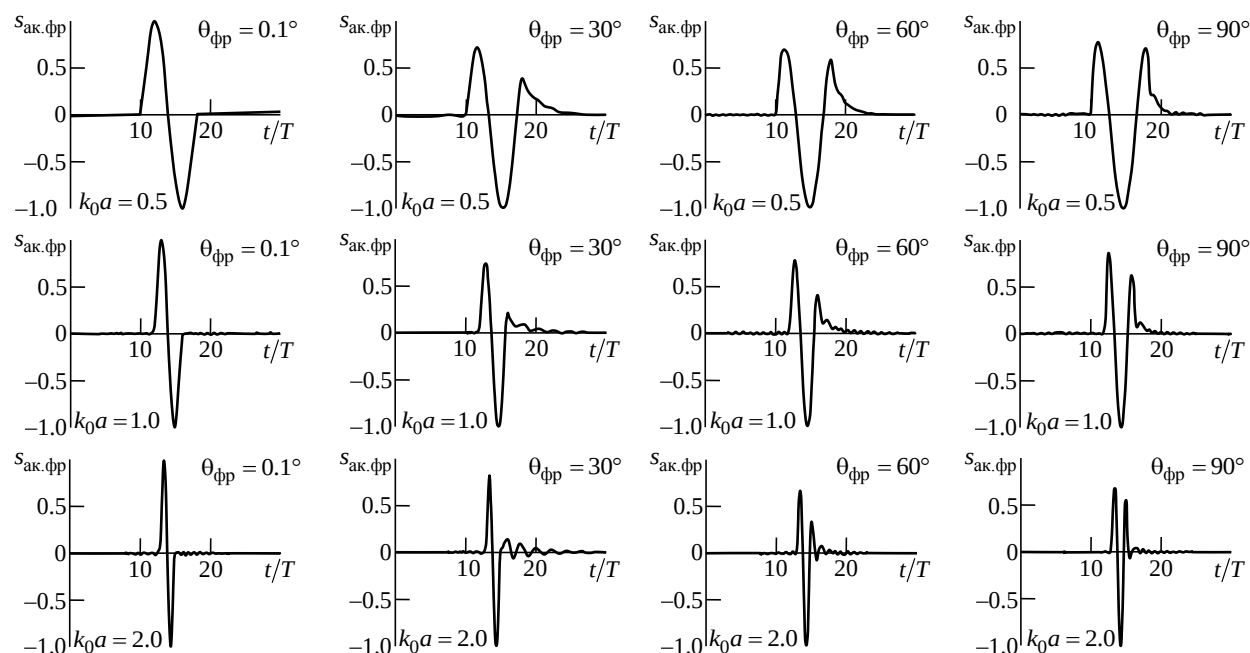


Рис. 8. Короткие акустические импульсы, формируемые ПВТ во фронтальном направлении на различных частотах, для различных углов раскрытия конических полупространств

Fig. 8. Short acoustic pulses generated by the TWT in the frontal direction at different frequencies, for different aperture angles of conical half-spaces

шкала абсцисс нормирована на длительность одного полупериода колебаний T на частоте, близкой к радиальному резонансу пьезоцилиндра ПВТ ($k_0 a = 2.0$). Для всех приведенных сигналов область концентрации их амплитудного спектра (шириной около 1.8 октавы по уровню -3 дБ) располагается в основном рабочем диапазоне частот ПВТ ($k_0 a \leq 3.83$). Можно наблюдать, что обобщенная расчетная модель ПВТ позволяет перестраивать излучаемые акустические сигналы по частоте практически без искажений формы только при углах раскрытия $\theta_{\text{фр}}, \theta_{\text{т}} = 0.1^\circ$, т. е., по сути, при излучении в цилиндрические волноводы. В остальных случаях с ростом углов раскрытия наблюдается изменение длительности отдельных полупериодов импульса друг относительно друга, а также появление дополнительного полупериода колебаний, что во многом обусловлено увеличением степени расхождения волнового фронта.

Интересно отметить еще один аспект формирования акустических сигналов с использованием рассматриваемого способа возбуждения ПВТ. Когда несущая частота однопериодного импульса, превысив частоту радиального резонанса пьезоцилиндра, приближается к верхней границе основного рабочего диапазона частот ПВТ ($k_0 a = \beta_1 \approx 3.83$), основная область (лепесток) спектра этого импульса начинает выходить за верхнюю границу рабочего диапазона. При этом во временном представлении сигнала наблюдается постепенное увеличение его длительности относительно заданной. Другими словами, при

приближении несущей частоты заданного импульса к верхней границе рабочего диапазона частот ПВТ сформированный им акустический сигнал постепенно перестает изменять свою длительность.

Заключение. Решение задачи об излучении ПВТ в соосные с ним конусные полупространства, полученное с использованием метода частичных областей, демонстрирует высокую степень неразрывности звукового поля в зоне сопряжения цилиндрической и конусной областей расчетной модели. Сопоставление АЧХ звуковых давлений, полученных с использованием обобщенной модели ПВТ для двух крайних значений углов раскрытия ($\theta_{\text{фр}}, \theta_{\text{т}} = 0.1$ и 90°), и частных моделей излучения в соосные цилиндрические волноводы и полупространства показало их удовлетворительное соответствие. Перестроение конусных областей излучения в диапазоне углов раскрытия $0 < \theta_{\text{фр}}, \theta_{\text{т}} < 90^\circ$ сопровождается достаточно плавным изменением АЧХ излучения ПВТ и формируемых им короткоимпульсных сигналов, что обусловлено постепенным увеличением степени расхождения волнового фронта. Характер результатов расчета, полученных для промежуточных значений $\theta_{\text{фр}}, \theta_{\text{т}}$, хорошо согласуется с результатами экспериментальных исследований [17]. Таким образом, рассматриваемая расчетная модель может быть использована для более детального описания звуковых полей, формируемых реальными макетами гидроакустических систем на основе ПВТ, что расширяет возможности их дальнейшего проектирования.

Список литературы

1. Степанов Б. Г. Широкополосность преобразователей // Гидроакустическая энциклопедия / под общ. ред. В. И. Тимошенко. Таганрог: Изд-во ТГРУ, 1999. С. 696–697.
2. Sherman C. H., Butler J. L. Transducers and Arrays for Underwater Sound. New York: Springer Science+Business Media, LLC, 2007. 629 p.
3. Степанов Б. Г. Пьезоэлектрические преобразователи стержневого и пластинчатого типов с амплитудно-фазовым возбуждением. Задачи синтеза и анализа. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2019. 220 с.
4. Development Of A Wideband Underwater Transmitting Transducer with over 150 Khz Bandwidth and High Transmitting Levels using 1-3 Piezocomposite Materials / K. Nicolaidis, L. Nortman, M. Y. Shatalov, J. Tapson // Proc. of the Intern. Congress on Ultrasonics, Vienna, Austria, Apr. 9–13 2007. Paper ID 1345, Session R31: Underwater Ultrasonics.
5. Chhith S., Roh Y. Wideband Multimode Tonpizl Transducer with a Cavity Inside a Head Mass // IEEE In-

- tern. Ultrasonics Symp. Rome, Italy, 20–23 Sept. 2009. P. 2734–2737. doi: 10.1109/ULTSYM.2009.5441915
6. On the Bandwidth of Piston Type Sonar Transducers / I. V. Gerasimova, R. P. Pavlov, V. I. Pozern, O. B. Stupak // Sonar Transducers and Numerical Modeling in Underwater Acoustics: Proc. of the Institute of Acoustic. London, England, UK. Vol. 27, № 1, 2005. P. 63–70.
7. Pat. US 6,617,765 B1 Int.Cl.7 H01L 41/08. Underwater Broadband Acoustic Transducer / Y. Lagler, V. Suppa, G. Raux, G. Labrano. Publ. 09/09/2003.
8. Pat. US 8,072,843 B1 Int.Cl. H04R 17/00 (2006.01). Stepped Multiply Resonant Wideband Transducer Apparatus / J. L. Butler, A. L. Butler. Publ. 06/12/2011.
9. Pat. US 6,722,003 B2 Int.Cl.7 H04R 17/00; H04L 41/06. Underwater Wide-Band Electroacoustic Transducer and Packaging Method / S.-D. Dunn, C.-Z. Yeh, J.-Y. Jih. Publ. 20/24/2004.
10. Коновалов С. И., Кузьменко А. Г. Особенности импульсных режимов работы электроакустических

пьезоэлектрических преобразователей. СПб.: Политехника, 2014. 294 с.

11. Найда С. А. Возбуждение коротких ультразвуковых импульсов недемпфированным пьезоэлектрическим преобразователем // Электроника и связь. 2012. № 2. С. 35–40.

12. Желяскова Т. Н., Коржик А. В., Найда С. А. Методы возбуждения коротких акустических импульсов в пьезоэлектрическом преобразователе с согласующими слоями // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. 2012. № 2. С. 24–29.

13. Decreasing Pulse Duration at Receiver Output under Emitter Excitation with Complex Waveforms / B. Ch. Ee, R. S. Kononov, S. I. Kononov, A. G. Kuz'menko, I. Y. Oshurkov, B. M. Tsaplev // Russian J. of nondestructive testing. 2018. Vol. 54, № 1. P. 31–36. doi: 10.1134/S1061830918010035

14. Гончарский А. В., Романов С. Ю., Сережников С. Ю. Обратные задачи формирования зондирующих импульсов в ультразвуковой томографии: модельные расчеты и эксперимент // Вычислительные методы и программирование. 2018. Т. 19, вып. 2. С. 150–157. URL: <http://mi.mathnet.ru/rus/vmp/v19/i2/p150> (дата обращения 07.01.2020)

15. Мальцев Ю. В., Прокопчик С. Е. Гидроакустические волноводные антенны и перспективы их применения в технических средствах исследования океана // Подводные исследования и робототехника. 2010. Т. 10, № 2. С. 51–71. URL: <https://readera.ru/14339844> (дата обращения 07.01.2020)

16. Степанов Б. Г. Сверхширокополосный гидроакустический преобразователь волноводного типа. Задача синтеза // Изв. СПб ГЭТУ "ЛЭТИ". 2013. № 3. С. 87–96.

17. Пестерев И. С., Степанов Б. Г. Исследование широкополосной гидроакустической системы, содержащей преобразователи волноводного типа // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. Т. 21, № 5. С. 60–70. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-60-70

18. Степанов Б. Г. Излучение одиночным преобразователем волноводного типа в полубесконечные пространства // Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики: тр. XII Всерос. конф., Санкт-Петербург, 27–29 мая 2014 г. / АО «Концерн "Океанприбор"». СПб., 2014. С. 360–364.

19. Гринченко В. Т., Вовк И. В., Мацыпура В. Т. Основы акустики. Київ: Наук. думка, 2007. 640 с.

20. Гринченко В. Т., Вовк И. В., Мацыпура В. Т. Волновые задачи акустики. Киев: Интерсервис, 2013. 572 с.

Информация об авторах

Пестерев Иван Сергеевич – Инженер 2-й кат. АО «Концерн «ЦНИИ "Электроприбор"», преподаватель-исследователь (2019) по специальности "Акустика". Автор 9 научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка и исследование электроакустических преобразователей, а также систем формирования электрических сигналов возбуждения.

Адрес: АО «Концерн «ЦНИИ "Электроприбор"», ул. Малая Посадская, д. 30, Санкт-Петербург, 197046, Россия

E-mail: ivanpesterov@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4263-5114>

Сосновский Николай Николаевич – кандидат технических наук (1975), старший научный сотрудник (1984), доцент кафедры алгоритмической математики Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 40 научных публикаций. Сфера научных интересов – теория вероятностей и математическая статистика, решение прикладных задач с использованием современных средств компьютерной алгебры (Wolfram Mathematica).

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: sosnovskiy-78@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3595-7617>

Степанов Борис Георгиевич – кандидат технических наук (1987), старший научный сотрудник (1992), доцент (1996) кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 110 научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка и исследование различных электроакустических преобразователей и систем с заданными направленными и частотными свойствами.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: BGStepanov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-0365-7345>

References

1. Broadband Transducers. In Hydroacoustic Encyclopedia. Ed. by V.I. Timoshenko. Taganrog, TGRU, 1999, pp. 696–697. (In Russ.)

2. Sherman C. H., Butler J. L. Transducers and Arrays for Underwater Sound. New York, Springer Science+Business Media, LLC, 2007, 629 p.

3. Stepanov B. G. *P'ezoelektricheskie preobrazovateli sterzhnogo i plastinchatogo tipov s amplitudno-fazovym возбуждением* [Piezoelectric Transducers of Rod and Plate Types with Amplitude-phase Excitation. Synthesis and Analysis Problems]. Saint Petersburg, SPbETU "LETI", 2019, p. 220. (In Russ.)

4. Nicolaides K., Nortman L., Shatalov M., Tapson J. Development of a Wideband Underwater Transmitting Transducer with Over 150 kHz Bandwidth and High Transmitting Levels Using 1-3 Piezocomposite Materials. Proc. of the Intern. Congress on Ultrasonics. Vienna, Austria, 2007, Paper ID 1345, Session R31: Underwater Ultrasonics.
5. Chhith S., Roh Y. Wideband Multimode Tonpilz Transducer with a Cavity Inside a Head Mass. IEEE Intern. Ultrasonics Symp. Rome, Italy, 20–23 Sept. 2009, pp. 2734–2737. doi: 10.1109/ULTSYM.2009.5441915
6. Gerasimova I. V., Pavlov R. P., Pozern V. I., Stupak O. B. On the Bandwidth of Piston Type Sonar Transducers. Sonar Transducers and Numerical Modeling in Underwater Acoustics: Proc. of the Institute of Acoustic. London, England, UK, vol. 27, no. 1, 2005, pp. 63–70.
7. Lagler Y., Suppa V., Raux G., Labrano G. Underwater Broadband Acoustic Transducer. Pat. US 6,617,765 B1. Int.Cl.7 H01L 41/08. Publ. 09/09/2003.
8. Dunn S.-D., Yeh C.-Z., Jih J.-Y. Underwater Wide-Band Electroacoustic Transducer and Packaging Method. Pat. US 6,722,003 B2 Int.Cl.7 H04R 17/00; H04L 41/06. Publ. 20/24/2004.
9. Dunn S.-D., Yeh C.-Z., Jih J.-Y. Underwater Wide-Band Electroacoustic Transducer and Packaging Method. Pat. US 6,722,003 B2 Int.Cl.7 H04R 17/00; H04L 41/06. Publ. 20/24/2004.
10. Konovalov S. I., Kuzmenko A. G. *Osobennosti impul'snykh rezhimov raboty elektro-akusticheskikh p'ezoelektricheskikh preobrazovatelei* [Features of Pulsed Operation Modes of Electroacoustic Piezoelectric Transducers]. Saint Petersburg, *Polytechnica*, 2014, p. 294. (In Russ.)
11. Naida S. A. Excitation of Short Ultrasonic Pulses by an Undamped Piezoelectric Transducer. Electronics and Communications. 2012, vol. 2, pp. 35–40. (In Russ.)
12. Zhelyaskova T. N., Korzhik A. V., Naida S. A. Methods for Exciting Short Acoustic Pulses in a Piezoelectric Transducer with Matching Layers. Technical Diagnostics and Nondestructive Testing. 2012, vol. 2, pp. 24–29. (In Russ.)
13. Ee B. Ch., Konovalov R. S., Konovalov S. I., Kuz'menko A. G., Oshurkov I. Y., Tsaplev B. M. Decreasing Pulse Duration at Receiver Output under Emitter Excitation with Complex Waveforms. Russian J. of non-destructive testing. 2018, vol. 54, no. 1, pp. 31–36. doi: 10.1134/S1061830918010035
14. Goncharsky A. V., Romanov S. Yu., Seryozhnikov S. Yu. Inverse Problems of Sounding Pulse Formation in Ultrasound Tomography: Mathematical Modeling and Experiments. *Vychisl. Metody Programm.* 2018, vol. 19, no. 2, pp. 150–157. Available at: <http://mi.mathnet.ru/rus/vmp/v19/i2/p150> (accessed 07.01.2020) (In Russ.)
15. Maltsev U. V., Prokopchik S. E. Hydroacoustic Waveguide Antennas and Prospects for Their Use in the Technical Means of Ocean Research. Underwater Investigations and Robotics. 2010, vol. 2 (10), pp. 51–71. (In Russ.)
16. Stepanov B. G. The Superwideband Hydroacoustic Transducer of Waveguide Type. A Synthesis Problem. *Izvestia SPbETU "LETI"*. 2013, vol. 3, pp. 87–96. (In Russ.)
17. Pesterev I. S., Stepanov B. G. Research of Wide-band Hydro Acoustic System, Containing Transducers of Waveguide Type. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 5, pp. 60–70. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-60-70 (In Russ.)
18. Stepanov B. G. Radiation by Single Transducer of Waveguide Type in Semi-infinite Spaces. Proc. of XII All-Russ. Conf. "Advanced Technologies of Hydroacoustics and Hydrophysics". Saint Petersburg, Russia, 2014, pp. 360–364. (In Russ.)
19. Grinchenko V. T., Vovk I. V., Matsypura V. T. *Osnovy akustiki* [Basics of Acoustics]. Kiev, *Naukova Dumka*, 2007, p. 640. (In Ukr.)
20. Grinchenko V. T., Vovk I. V., Matsypura V. T. *Volnovye zadachi akustiki* [Wave Acoustics Tasks]. Kiev, *Interprint DP*, 2013, p. 572 (In Ukr.)

Information about the authors

Ivan S. Pesterev, Engineer 2 cat. of State Research Center of the Russian Federation «Concern CSRI "Elektropribor"», teacher-researcher (2019) specialty "Acoustics". The author of 9 scientific publications. Area of expertise: research and development of electro-acoustic transducers and electric excitation signals forming systems.

Address: Concern CSRI "Elektropribor", JSC, 30, Malaya Posadskaya str., St Petersburg 197046, Russia

E-mail: ivanpesterev@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4263-5114>

Nikolai N. Sosnovsky, Cand. Sci. (Eng.) (1975), Senior Researcher (1980), Associate Professor of the Department of Higher Mathematics 2 of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 40 scientific publications. Area of expertise: probability theory and mathematical statistics, solution of applied problems using modern means of computer algebra (Wolfram Mathematica).

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: sosnovskiy-78@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3595-7617>

Boris G. Stepanov, Cand. Sci. (Eng.) (1987), Senior Researcher (1992), Associate Professor (1996) of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Technics of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 110 scientific publications. Area of expertise: research and development of various electro-acoustic transducers and systems with predetermined directionality, and frequency properties.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: BGStepanov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-0365-7345>

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

УДК 535.015, 535.8

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-1-83-95>

Об основных требованиях к элементам измерительной схемы лазерной корреляционной спектроскопии

Е. Н. Величко¹, О. И. Котов¹, Э. К. Непомнящая^{1✉}, А. Н. Петров¹, А. В. Соколов²

¹Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, Россия

²АО «Концерн «ЦНИИ "Электроприбор"», Санкт-Петербург, Россия

✉ elina.nep@gmail.com

Аннотация

Введение. Лазерная корреляционная спектроскопия является перспективным методом, позволяющим анализировать размеры наноструктур, оценивать их форму и динамику агрегации в жидкостях. Ограниченное применение лазерной корреляционной спектроскопии в настоящее время связано с недостаточными точностью и совершенством существующих приборов и алгоритмов обработки данных. В настоящей статье рассмотрены основные требования к элементам, входящим в разрабатываемый лазерный корреляционный спектрометр, предназначенный для определения размеров наночастиц в жидкостях, и оптимизация параметров этих элементов. Обсуждаются подходы, применяемые для расчета отношения сигнал/шум описанной реализации схемы спектрометра. Приведены основные параметры лазерного корреляционного спектрометра, достигнутые при выполнении представленных в статье требований.

Цель работы. Разработка аппаратного комплекса для определения размеров наночастиц в жидкости и оптимизация параметров его элементов для увеличения достижимого отношения сигнал/шум.

Материалы и методы. В работе с использованием теории динамического рассеяния света построена модель рассеяния лазерного излучения на частицах в жидкости. Описаны основополагающие требования, предъявляемые к элементам схемы лазерного корреляционного спектрометра.

Результаты. Разработана оригинальная схема лазерного корреляционного спектрометра, описаны основные требования, предъявляемые к элементам измерительной схемы лазерной корреляционной спектроскопии. Приведены уравнения для расчета шумов основных элементов схемы. Для описанной в работе реализации схемы лазерного корреляционного спектрометра сделаны расчеты достижимого отношения сигнал/шум.

Заключение. Проведенный в настоящей статье анализ основных параметров элементов измерительной установки лазерной корреляционной спектроскопии позволяет осуществить корректный подбор элементов схемы и оценку ожидаемых отношений сигнал/шум.

Ключевые слова: динамическое рассеяние света, лазерная корреляционная спектроскопия, отношение сигнал/шум, спектральные характеристики лазера, шумы фотоэлектронного умножителя

Для цитирования: Об основных требованиях к элементам измерительной схемы лазерной корреляционной спектроскопии / Е. Н. Величко, О. И. Котов, Э. К. Непомнящая, А. Н. Петров, А. В. Соколов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 1. С. 83–95. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-83-95

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. Работа выполнена при поддержке Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого в рамках программы "5-100-2020".

Статья поступила в редакцию 29.12.2019; принята к публикации после рецензирования 26.01.2020; опубликована онлайн 28.02.2020



Medical Devices and Devices for Control of the Environment,
Substances, Materials and Products

Original article

On Basic Requirements to Main Elements of Laser Correlation Spectrometer

Elena N. Velichko¹, Oleg I. Kotov¹, Elina K. Nepomnyashchaya^{1✉},
Aleksey N. Petrov¹, Alexander V. Sokolov²

¹Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, St Petersburg, Russia

²Concern CSRI Elektropribor, JSC, St Petersburg, Russia

✉ elina.nep@gmail.com

Abstract

Introduction. Laser correlation spectroscopy is a promising method that allows one to analyze sizes of nanoparticles and to evaluate their shape and dynamics of aggregation in liquids. A limited usage of laser correlation spectroscopy is currently caused by insufficient accuracy of existing instruments and data processing algorithms. The paper described the development of laser correlation spectroscopic hardware complex designed for nanoparticles size determination in liquids. The basic requirements for the elements of the device and the approaches used to calculate the signal-to-noise ratio were discussed. The achieved parameters of the laser correlation spectrometer were presented.

Aim. To develop the hardware for nanoparticles size determination in liquids and to optimize the parameters of hardware elements to increase signal-to-noise ratio.

Materials and methods. Theory of dynamic light scattering to describe scattering of laser radiation in liquids was applied. Fundamental requirements for the elements of the laser correlation spectrometer were described.

Results. An original scheme of the laser correlation spectrometer was developed, the basic requirements for the general scheme elements were described. Equations for calculating signal-to-noise ratio were given.

Conclusion. The analysis of the main parameters of the elements of the laser correlation spectroscopic scheme were carried out. It helps one to evaluate the expected signal-to-noise ratio in laser correlation spectrometers.

Keywords: dynamic light scattering, laser correlation spectroscopy, signal-to-noise ratio, spectral characteristics of a laser, the noise of a photomultiplier tube

For citation: Velichko E. N., Kotov O. I., Nepomnyashchaya E. K., Petrov A. N., Sokolov A. V. On Basic Requirements to Main Elements of Laser Correlation Spectrometer. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 1, pp. 83–95. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-83-95

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Acknowledgements. Peter the Great Saint Petersburg Polytechnic University in the framework of the Program "5-100-2020".

Submitted 29.12.2019; accepted 26.01.2020; published online 28.02.2020

Введение. Развитие современных направлений нанотехнологий привело к необходимости измерения физических, оптических и электрических параметров наночастиц [1]. Одним из методов для анализа наночастиц является лазерная корреляционная спектроскопия [2]. Она широко используется для характеристики суспензий с размерами от 0.5 до 1000 нм и применима при производстве наночастиц, в медицине и фармацевтике. Существуют отдельные свидетельства о перспективах применения лазерной корреляционной спектроскопии в диагностике [3, 4]. Основным

преимуществом указанного метода является неразрушающий характер исследований [5, 6], позволяющий определять размеры частиц в жидкостях без необходимости дополнительной обработки.

Однако на данный момент метод лазерной корреляционной спектроскопии не нашел широкого применения в ряде областей науки и техники, требующих анализа размеров наночастиц в многокомпонентных жидкостях. Кроме того, существующие аппаратно-программные комплексы (АПК), основанные на методе лазерной корреляционной спектроскопии, характеризуются низкой точно-

стью и отсутствием возможности наблюдения динамики изменения размеров частиц в жидкости. Это может быть объяснено отсутствием требований к основным элементам измерительной схемы лазерной корреляционной спектроскопии.

Для решения этой проблемы предлагается разработка методических требований, предъявляемых к основным элементам АПК: лазерному источнику излучения, фотоприемнику и системе сбора и обработки рассеянного излучения.

Модель рассеяния излучения. Когерентное излучение при прохождении через случайную неоднородную среду и рассеянии в ней претерпевает амплитудную и фазовую модуляцию, что приводит к появлению спекл-поля в плоскости наблюдения. Размеры и форма спеклов зависят от схемы освещения объекта исследования и параметров рассеивающей среды.

При движении рассеивающего объекта спекл-поля также смещаются. При этом в ближней и промежуточной зонах спеклы ведут себя идентично, перемещаясь вслед за движущимся рассеивающим объектом [7]. В дальней зоне наблюдается "мерцание" спеклов.

Движение рассеивателей вызывает также доплеровские сдвиги частоты рассеянного излучения, при этом каждой из парциальных волн соответствует свое значение доплеровского сдвига, зависящее от скорости движения рассеивателя и направления наблюдения. Очевидно также, что каждому рассеивателю соответствует свой угол наблюдения и, соответственно, своя наблюдаемая фаза рассеянной световой волны. В связи с этим при интерференции большого числа дифрагированных волн в дальней зоне будет наблюдаться амплитудная модуляция интенсивности спекл-поля на разностной частоте доплеровских сдвигов парциальных волн.

Амплитудную модуляцию продемонстрируем при рассмотрении рассеяния на двух частицах и интерференции двух парциальных волн. Поле рассеянного излучения запишем в виде

$$E_s(t) = E_1(t) + E_2(t) = A_1 e^{i\mathbf{q}\mathbf{r}_1(t)} e^{-i\psi_1} + A_2 e^{i\mathbf{q}\mathbf{r}_2(t)} e^{-i\psi_2}, \quad (1)$$

где $E_1(t)$ и $E_2(t)$ – поля двух парциальных волн; A_1 и A_2 – амплитуды парциальных волн; $\mathbf{q} = \mathbf{k}_s - \mathbf{k}_0$ – вектор рассеяния ($\mathbf{k}_s$, $\mathbf{k}_0$ – волновые векторы рассеянной и падающей волн соответственно); $\mathbf{r}_1$ и $\mathbf{r}_2$ – радиусы-векторы двух рас-

сматриваемых рассеивателей; ψ_1 и ψ_2 – начальные фазы парциальных волн.

Интенсивность интерференционной картины записывается следующим образом:

$$I_s(t) = \overline{E_s(t) E_s^*(t)}. \quad (2)$$

Для случая интерференции двух парциальных волн одинаковой частоты излучения f_0 выражение (2) переписывается в виде (при равенстве начальных фаз $\psi_1 = \psi_2$)

$$I_s(t) = \overline{E_1(t)^2} + \overline{E_2(t)^2} + A_1 A_2 \left[e^{i(\varphi_1 - \varphi_2)} + e^{-i(\varphi_1 - \varphi_2)} \right] = I_1 + I_2 + 2A_1 A_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2), \quad (3)$$

где $\varphi_1 = 2\pi(f_0 - f_{d1})t$; $\varphi_2 = 2\pi(f_0 - f_{d2})t$, причем f_{d1} , f_{d2} – частоты излучения, смещенные за счет эффекта Доплера ввиду движения рассеивателей, для первой и второй волн соответственно.

После математических преобразований (3) приобретает следующий вид:

$$I_s(t) = I_1 + I_2 + 2A_1 A_2 \cos[2\pi t(f_{d2} - f_{d1})].$$

Таким образом, в сигнале рассеяния содержатся частотные компоненты, определяющиеся доплеровскими сдвигами частоты $\Delta f_d = f_{d2} - f_{d1}$. Это справедливо также и для интерференции n парциальных волн.

Частоту доплеровского уширения можно оценить на основе базовых представлений о доплеровском смещении. Средняя скорость движения наноразмерных частиц в жидкости (воде) v при комнатной температуре составляет порядка 1 см/с. Таким образом $\Delta f_d \approx f_0 v/c = 1.5 \cdot 10^4$ Гц, где c – скорость света. Регистрация таких маленьких по сравнению с частотой световой волны уширений при помощи стандартных спектрофотометрических методов затруднительна. В связи с этим необходимо использование иных методов, например метода корреляционного анализа рассеянного света.

Фототок на выходе фотоприемника пропорционален усредненной за время накопления интенсивности зарегистрированного сигнала рассеяния: $i(t) \sim \langle E_s(t) E_s^*(t) \rangle \sim I_s(t)$ ($\langle \cdot \rangle$ – символ усреднения по времени). Если оптическое поле состоит из нескольких компонентов со сдвинутыми частотами, то в фототоке будут присутство-

вать только компоненты с разностными частотами, а спектр фототока будет смещен в область низких частот. Автокорреляционная функция $G(\tau)$ такого сигнала связана со спектром преобразованием Фурье согласно выражению

$$i(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int G(\tau) \exp(-i\omega\tau) d\tau$$

и также несет в себе информацию о доплеровском смещении и, соответственно, скорости движения рассеивателей. Спектр фототока $i(\omega)$ имеет форму Лоренца с максимумом на нулевой частоте и шириной (по уровню половины максимума) $\omega_d = \Delta\omega$.

Выражение для автокорреляционной функции (АКФ) рассеянного на N частицах поля $G_f(\tau)$ можно представить в экспоненциальном виде исходя из (1), преобразовав его с учетом плотности вероятности смещения частицы [8]:

$$\begin{aligned} G_f(\tau) &= \sum_{i=1}^N A_i^2 \langle e^{i\mathbf{q}[\mathbf{r}(\tau) - \mathbf{r}(0)]} \rangle = \\ &= N |A|^2 \int_V P(\mathbf{r}, \tau) e^{i\mathbf{q}\mathbf{r}} dx dy dz, \end{aligned}$$

где N – количество рассеивателей; A_i – амплитуда волны, рассеянной i -м рассеивателем, с учетом начальной фазы; V – область интегрирования; $P(\mathbf{r}, \tau)$ – плотность вероятности нахождения частицы в положении $\mathbf{r}$ в момент τ ; x, y, z – пространственные координаты в области интегрирования.

В предположении равенства амплитуд и начальных фаз волн, порожденных всеми рассеивателями:

$$G_f(\tau) = N |A|^2 \int_V P(\mathbf{r}, \tau) e^{i\mathbf{q}\mathbf{r}} dx dy dz,$$

где A – амплитуда рассеянной волны.

Согласно гипотезе Онзагера [9], в рамках которой допускается, что релаксация микроскопических отклонений системы от неравновесного состояния происходит по тем же законам, что и при макроскопических отклонениях, флуктуации положения частиц можно описать уравнением Фика (уравнением диффузии), которое для броуновского движения, неограниченного сосуда, при условии отсутствия внешних сил записывается следующим образом [9]:

$$\frac{\partial P}{\partial t} = D_{\text{тр}} \nabla^2 P = D_{\text{тр}} \left(\frac{\partial^2 P}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 P}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 P}{\partial z^2} \right), \quad (4)$$

где $D_{\text{тр}}$ – коэффициент трансляционной диффузии, отвечающий за перемещение частицы в пространстве, $\text{мм}^3/\text{с}$; x, y, z – пространственные координаты.

С другой стороны, большая флуктуация положения частицы (заметно превышающая среднеквадратическую) соответствует неравновесному состоянию и должна затухать, причем скорость затухания должна зависеть от величины флуктуации. Поскольку флуктуации все же малы по сравнению со всем интервалом возможных смещений частицы, можно записать $G_f(\tau)$ в виде спадающей экспоненты $G_f(\tau) = NA^2 e^{-\tau/t_c}$ с постоянной времени, равной величине, обратной полуширине линии Лоренца: $t_c = 1/\Delta\omega = 2\pi/\Delta f \sim \sim (0.4...0.6)10^{-3}\text{с}$.

Учитывая приведенные соображения, а также уравнение (4), можно заключить, что время корреляции будет обратно пропорционально коэффициенту диффузии [8], и переписать АКФ в виде

$$G_f(\tau) = NA^2 e^{-D_{\text{тр}} q^2 \tau}.$$

Тогда нормированная АКФ поля запишется как

$$g_f(\tau) = e^{-q^2 D_{\text{тр}} \tau}.$$

Выявленная взаимосвязь позволяет устанавливать коэффициент диффузии и, используя уравнение Стокса–Эйнштейна [10], определять размеры наночастиц $D_{\text{тр}} = kT/(3\pi\eta d)$, где k – постоянная Больцмана; T – температура; η – вязкость жидкости; d – гидродинамический диаметр рассеивателей.

Схема реализации АПК. Для измерения АКФ рассеянного излучения предлагается принципиальная схема регистрации рассеянного излучения, представленная на рис. 1. В качестве источника когерентного излучения используется полупроводниковый DFB-лазер 2 с длиной волны 650 нм и мощностью излучения 5 мВт. Лазерный модуль питается стабилизированным источником тока 1 с возможностью программного управления током питания.

Фокусировка и задание поляризации излучения осуществляются системой линз и поляризационных фильтров 3. В качестве ячейки для размещения исследуемого образца 4 используется прямоугольная кювета из кварцевого стекла марки КВ, прозрачного в оптическом диапазоне длин волн. Регистрация излучения осуществляется системой сбора излучения 5, состоящей из линз и

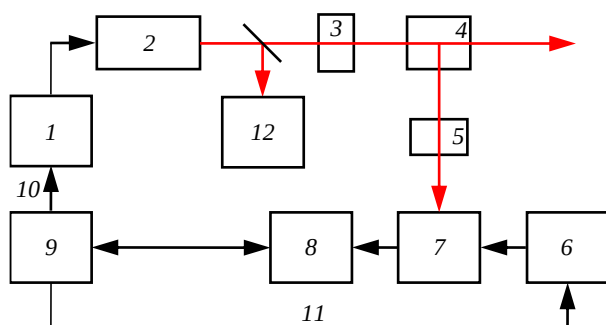


Рис. 1. Блок-схема лазерного корреляционного спектрометра: 1 – стабилизированный источник тока для питания лазерного модуля; 2 – лазерный модуль; 3 – система фокусировки; 4 – ячейка с исследуемым образцом; 5 – система сбора излучения; 6 – стабилизированный источник питания с регулировкой усиления фотоприемника; 7 – фотоприемник; 8 – модуль оцифровки данных; 9 – система обработки и анализа данных; 10 – линия обратной связи для регулировки мощности излучения; 11 – линия обратной связи для регулировки усиления сигнала; 12 – контроль мощности зондирующего излучения.

Красные линии – оптическое излучение

Fig. 1. Block diagram of a laser correlation spectrometer: 1 – stabilized current source for powering the laser module; 2 – laser module; 3 – focusing system; 4 – cell with the sample under study; 5 – radiation collection system; 6 – stabilized power source with adjustable photodetector gain; 7 – photodetector; 8 – module data digitization; 9 – data processing and analysis system; 10 – feedback line for adjusting the radiation power; 11 – feedback line for adjusting the signal gain; 12 – monitoring the power of the probing radiation.

Red lines – optical radiation

диафрагм, а также оптического волокна, передающего излучение на фотоприемник 7. Питание фотоприемника осуществляется стабилизированным источником напряжения 6. При помощи модуля оцифровки данных 8 измеренные сигналы оцифровываются и далее передаются на систему обработки. При проведении измерений осуществляется предварительный контроль получаемого сигнала и при необходимости подстройка мощности лазерного излучения и усиления принимаемого сигнала рассеяния.

Формирование требований к основным элементам АПК. Выбор источника оптического излучения определяется требованием к спектральным характеристикам источника и мощности его излучения. Длина волны источника выбиралась исходя из требования минимизации поглощения исследуемым раствором. Поскольку объектом исследования в описываемой работе выступали биологические жидкости, спектр поглощения определялся для растворов таких жидкостей. Образцы помещались в стандартную кювету УФ-ИК спектрометра Hamamatsu C10082CAN. Калибровка спектрофотометра осу-

ществлялась относительно дистиллированной воды. Спектры оптического поглощения образцов измерялись при 300 К [11].

Согласно измеренным спектрам раствора белка альбумина, принятого в качестве модели биологической жидкости, оптимальный диапазон длин волн, в котором исследуемый раствор обладает минимальным поглощением, составляет от 570 до 800 нм. Таким образом, длину волны источника излучения, используемого для исследования биологических жидкостей, целесообразно выбрать в данном диапазоне.

Ширина спектральной полосы источника излучения $\Delta f_{\text{ген}}$ определяется требованиями, предъявляемыми к его когерентности. Когерентность излучения необходима для получения контрастной спекл-картины. Размер зоны пространственной когерентности должен превышать размер области рассеяния излучения, который определяется диаметром фокусного пятна и длиной эффективного рассеивающего объема $l_{\text{ког}}$. В типичных экспериментах по рассеянию света значения этих величин не превышают 5...10 мм. Таким образом, ширина линии лазера ограничена значением $\Delta f_{\text{ген}} = c/l_{\text{ког}} \sim 3 \cdot 10^{11}$ Гц.

Однако это требование ограничивает спектр излучения только с точки зрения требования когерентности. Более строгие требования предъявляются к спектру источника излучения с точки зрения спектрометрических исследований. Для определения спектрального уширения требуется выполнение условия $\Delta f_{\text{д}} > \Delta f_{\text{ген}}$.

Для большинства лазерных источников излучения данное условие не выполняется. Однако можно показать, что при определенных условиях возможно использование источников излучения с $\Delta f_{\text{ген}} \gg \Delta f_{\text{д}}$. Ширина линии излучения лазеров, в том числе и полупроводниковых, определяется целым рядом физических механизмов, вызывающих частотные сдвиги и уширение спектра генерируемых лазером оптических колебаний:

- тепловыми процессами;
- механическими колебаниями;
- электронными и оптическими процессами;
- наличием обратных связей и пр.

Отмеченные факторы приводят к появлению "паразитных" колебаний лазерного излучения по амплитуде, фазе, поляризации и частоте.

В полупроводниковых лазерах наибольший вклад в формирование линии генерации вносят

именно частотные колебания, связанные с флуктуацией коэффициента преломления и геометрической длины оптического резонатора лазера. Особенно значительно данные флуктуации проявляются в интерференционных схемах.

Строгий анализ образования конкретной формы и ширины линии генерации полупроводникового лазера включает расчет корреляционной функции и спектра излучения лазера. Приведем оценочный физический подход для анализа колебаний, модулированных частотным шумом лазера. Рассмотрим предельные случаи формирования спектральной линии частотно-модулированного колебания при двух разных исходных условиях.

Для рассматриваемой схемы наиболее важной шумовой характеристикой излучения полупроводникового лазера является спектральная плотность шумов частоты лазера $S_v(F)$, где F – частота модуляции частоты излучения лазера. В интерферометрических схемах эта зависимость измеряется после фотодетектирования оптического сигнала, хотя характеризует изменение оптического спектра излучения лазера в окрестности основной частоты f_0 , составляющей около 10^{14} Гц.

Форма функции $S_v(F)$ зависит от типа полупроводникового лазера (с внутренним или внешним резонатором, с брэгговской решеткой или резонатором Фабри–Перо и т. п.). Подчеркнем, что зависимость $S_v(F)$ не отражает линию излучения лазера и сложным образом определяет ширину этой линии. Типичный вид $S_v(F)$ для DFB-лазера показан на рис. 2 [12, 13] и имеет два характерных участка:

- пологий, широкий участок на "высоких" частотах I частотных флуктуаций;
- возрастающий участок на "низких" частотах 2 (при $F < 3$ кГц).

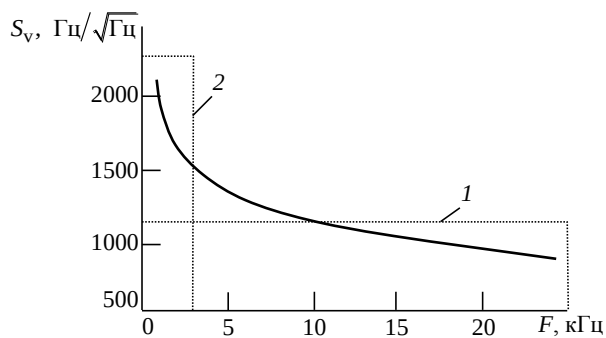


Рис. 2. Спектральная плотность шумов частоты DFB-лазера

Fig. 2. Spectral density of frequency noise for DFB-laser

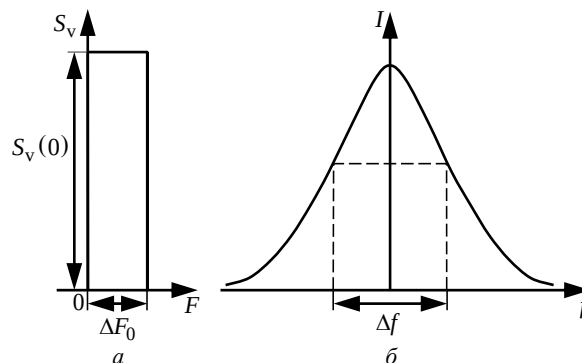


Рис. 3. Частотная модуляция с узким спектром: а – спектр частотной модуляции; б – спектр оптического излучения

Fig. 3. Frequency modulation with a narrow range: а – frequency modulation spectrum; б – optical irradiation spectrum

По паспортным данным [14] типичный DFB-лазер имеет ширину линии $\Delta f_{\text{ген}} = 1$ МГц. Ширина функции $S_v(F)$ при спектральной плотности шумов $S_v(F) > 1500$ Гц/ $\sqrt{\text{Гц}}$ составляет 1...3 кГц.

Рассмотрим два предельных случая формирования линии излучения лазера, различающихся шириной спектра модуляции оптического излучения F_0 . Первый случай представлен рис. 3, где оптическое излучение формируется за счет модуляции с узким спектром (рис. 3, а). В [15] показано, что в этом случае ширина линии излучения лазера (рис. 3, б, I – интенсивность излучения) – большая и намного превосходит ширину исходной "модулирующей".

Таким образом, можно заключить, что спектральным функциям $S_v(F)$ с резким подъемом на низких частотах (на практике – на частотах менее 1 кГц) соответствует широкая линия излучения лазера $\Delta f_{\text{изл}} \gg 10^3$ Гц.

Во втором предельном случае спектр оптического излучения (рис. 4, б) формируется частотными модуляциями с высокой частотой, но малой амплитудой, т. е. с малой девиацией частоты $S_v(0)$ (рис. 4, а). При этом ширина линии излучения лазера $\Delta f_{\text{изл}}$ становится существенно уже ширины спектра модулирующей функции Δf_0 . Этот предельный случай реализуется в методе лазерной корреляционной спектроскопии за счет особенностей регистрации сигналов рассеяния, при которой длительность одного измерения составляет, как правило, менее 1 с. Эта особенность может рассматриваться как аналогия фильтра верхних частот (рис. 5, 2), при применении которого устраняются медленные, но значительные частотные изменения интенсивности сигнала

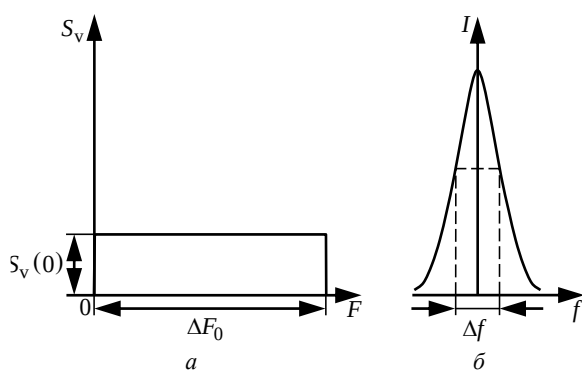


Рис. 4. Частотная модуляция с широким спектром: а – спектр частотной модуляции; б – спектр оптического излучения

Fig. 4. Frequency modulation with a wide range: а – frequency modulation spectrum; б – optical irradiation spectrum

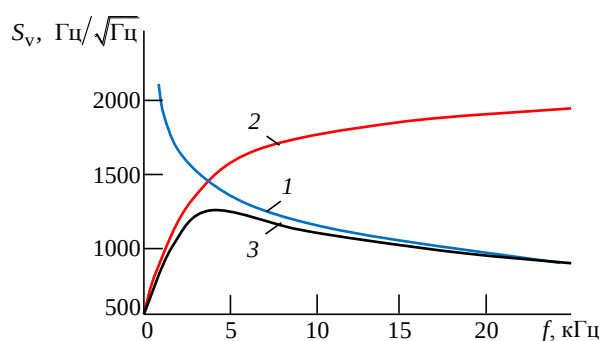


Рис. 5. Спектральная плотность частоты лазера: 1 – до высокочастотной фильтрации; 2 – частотная характеристика фильтра высоких частот; 3 – после высокочастотной фильтрации

Fig. 5. Spectral density of the laser frequency: 1 – before the high-pass filtering; 2 – frequency response of a high-pass filter; 3 – after high-pass filtering

рассеяния (рис. 5, 3). Другими словами, подавляется возрастающий участок функции $S_v(F)$ вблизи $F = 0$ (рис. 5, 1).

Приведенная модель позволяет использовать полупроводниковые лазеры с широкой полосой линии излучения $\Delta f_{\text{ген}}$ (большей 1 МГц) для регистрации доплеровских сдвигов частоты, существенно меньших величины $\Delta f_{\text{доп}} = 10^4$ Гц [16].

При работе лазерного корреляционного спектрографа необходимо обеспечить регистрацию спекл-поля в дальней зоне, для чего нужно либо увеличить расстояние до плоскости регистрации рассеяния, либо уменьшить диаметр создаваемого рассеивающего объема. Размер пятна в фокусе при условии фокусировки нерасходящегося пучка рассчитывается по формуле $d_1 = 1.22\lambda f_{\text{лн}}/d_0$, где λ – длина волны оптического излучения; $f_{\text{лн}}$ – фокусное расстояние линзы; d_0 – размер пятна до фокусировки.

При $\lambda = 650$ нм, $f_{\text{лн}} = 15$ см, $d_0 = 2.5$ мм рассчитанный размер пятна в фокусе составляет порядка 50 мкм, что задает минимальное расстояние от рассеивающего объема до плоскости наблюдения исходя из формулы для расчета зоны дифракции, которое для данных условий составит 20 мм. Использование в качестве источника излучения лазера позволяет создать нерасходящийся световой пучок.

Мощность лазера определяется следующими факторами. Минимальная мощность выбирается из требуемого отношения сигнал/шум и, как будет показано далее, должна составлять 1...5 мВт. Максимальная мощность определяется требованием отсутствия тепловой конвекции. Для схем регистрации рассеянного излучения, подобных представленной на рис. 1, максимальная мощность лазерного излучения не должна превышать 35 мВт [17].

В описываемом спектрографе предлагается использовать полупроводниковый лазерный модуль марки KLM-G650-13-5 с коллимированным излучением и длиной волны 650 нм.

На характер регистрируемой спекл-картины влияют также флуктуации мощности источника излучения [18]. Медленные изменения этой мощности, связанные с температурным дрейфом, влияют исключительно на среднюю интенсивность рассеяния излучения, что контролируется при калибровочном измерении. Длительность проведения одного измерения определяется характерным временем спада корреляционной функции $t_c \approx 0.6$ мс. Поскольку при расчете АКФ на компьютере необходимо от 100 до 1000 реализаций сигнала, требуемое время записи должно быть порядка 600 мс. Таким образом, дрейф мощности, имеющий постоянную времени больше 600 мс, не будет вносить погрешность в проводимые измерения.

Флуктуации мощности с частотой, большей 10 Гц, необходимо учитывать при проведении измерений. Для этого используется количественный показатель уровня этих флуктуаций – средний относительный уровень шумов мощности (relative intensity of noise – RIN). RIN лазерного источника излучения в полосе Δf определяется по формуле

$$\text{RIN} = \frac{\langle \Delta P(t)^2 \rangle}{P_0^2 \Delta f},$$

где ΔP – флуктуации оптической мощности; P_0 – средняя оптическая мощность излучения лазера; Δf – ширина полосы. Для диодного лазера с резонатором, выполненным в виде интерферометра

Фабри–Перо, значения RIN составляют около –150 дБ/Гц. Исходя из этого можно рассчитать среднеквадратическое отклонение (СКО) $\sigma_{ш.л}$ и дисперсию шума лазера:

$$\langle \sigma_{ш.л} \rangle^2 = \langle \Delta P^2(t) \rangle = RIN \cdot P_0^2 \Delta f.$$

Для выбранного полупроводникового лазера, с учетом фильтра нижних частот рассчитанное значение СКО составило $5 \cdot 10^{-8}$ Вт. При рассеянии на наночастицах значение СКО будет уменьшаться пропорционально мощности рассеяния.

Таким образом, можно показать, что мощность регистрируемого фотоприемником светового поля при исследовании растворов биологических жидкостей составляет в среднем от 0.1 до 100 нВт. Регистрация подобных сигналов должна осуществляться с использованием специальных фотоприемников, имеющих высокую чувствительность не менее –70 дБм. Такая чувствительность достигается при использовании специальных фотоприемников, таких как фотоэлектронные умножители (ФЭУ). Они позволяют регистрировать малые сигналы рассеяния вплоть до единичных фотонов.

В схеме разрабатываемого АПК предлагается использование ФЭУ со встроенным усилителем Hamamatsu H11706-01. Он обладает малыми габаритами и относительно невысокой стоимостью. Спектральная чувствительность ФЭУ согласно паспортным данным составляет $0.5 \cdot 10^4$ А/Вт (для $\lambda = 650$ нм).

Важной характеристикой фотоприемника, влияющей на результат измерений, является вносимый им шум. К основным типам шумов, которыми характеризуются ФЭУ, относятся тепловой и дробовой шум, а также шум от пульсаций питания.

Оценим дробовой шум. Для этого воспользуемся формулой [19]

$$\langle \sigma_{др.ш i} \rangle^2 = 2e \langle i \rangle \Delta f = 2e S P_s \Delta f,$$

где e – заряд электрона; i – постоянный ток, протекающий через фотодетектор; S – коэффициент преобразования светового сигнала в фототок (чувствительность ФЭУ); P_s – мощность светового потока.

В схеме АПК регистрируется не фототок, а напряжение, в связи с этим в дальнейшем значения шумов будут записаны в значениях напряжения. Для дробового шума в единицах напряжения воспользуемся следующей формулой:

$$\langle \sigma_{др.ш U} \rangle^2 = 2e R^2 S P_s \Delta f,$$

где $R = 38.3$ кОм – нагрузочное сопротивление. Для средней мощности сигнала рассеяния 7.8 нВт дисперсия дробового шума по напряжению составила $1.8 \cdot 10^{-9}$ В², а его СКО $\sigma_{др.ш U} = 43$ мВ.

Шумы фотоприемника также включают тепловые шумы, фоновую засветку и шумы темнового тока:

$$\langle \sigma_{ш.фп U} \rangle^2 = R^2 \{ 2e \Delta f J [S(P_s + P_b) + I_d] + 4 \Delta f (kT/R) \},$$

где J – коэффициент, учитывающий случайные изменения коэффициента вторичного умножения ФЭУ; P_b – мощность фоновой засветки; I_d – темновой ток. Для ФЭУ $J \approx 1.2$ [20]; $I_d \approx 10$ нА.

Уровень фоновой засветки P_b в реальном эксперименте измерить трудно. В связи с этим уровень шума для конкретного эксперимента можно оценить следующим образом. При отсутствии сигнала (выключенный источник лазерного излучения) регистрируется сигнал ФЭУ. Полученное значение выходного напряжения определяется фоновым сигналом, а также тепловыми шумами и шумами пульсаций питания. В описанной в настоящей статье схеме СКО шума, зарегистрированное при выключенном источнике освещения, составило 0.5 мВ. Таким образом, суммарная дисперсия шума фотоприемника составила $0.25 \cdot 10^{-6}$ В².

Для оцифровки сигналов рассеяния используются аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Выбор частоты дискретизации сигналов светорассеяния определяется спектром регистрируемого сигнала. Можно показать, что при исследовании структур в биологических жидкостях уширение спектра фототока составляет порядка 1...20 кГц. Таким образом, согласно теореме Котельникова частота дискретизации не должна быть меньше значения 40 кГц. В описываемом эксперименте была выбрана частота дискретизации 50 кГц. Для уменьшения мощности шумов и ограничения полосы необходимо использовать фильтр нижних частот для фильтрации сигналов с частотой менее 100 кГц. Длительность записи сигналов определяется требуемым разрешением при программном вычислении АКФ и предполагаемым временем корреляции $\tau_k \approx 50$ мкс.

Дополнительный шум возникает в результате процесса оцифровки данных АЦП. Этот шум тем меньше, чем больше разрядов АЦП.

В макете применен АЦП E14-140M LCard, имеющий встроенный фильтр нижних частот с частотой среза 100 кГц, варьируемый диапазон частоты дискретизации до 200 кГц, число разрядов 14 бит и диапазон детектируемых напряжений ± 10 В с возможностью его изменения. Для проведения измерений был использован диапазон ± 0.6 В. В результате СКО шумов квантования составило $1.2/(2^n \sqrt{14}) = 0.02$ мВ. У АЦП есть также собственные шумы, СКО которых согласно паспорту равно 0.6 мВ. Таким образом, дисперсия шума АЦП составляет $0.36 \cdot 10^{-6} \text{ В}^2$.

Оценка отношения сигнал/шум. Отношение сигнал/шум (SNR) вычисляется как отношение СКО полезного сигнала ($\sigma_{\text{сиг}} U$) к СКО шума ($\sigma_{\text{ш}} U$):

$$\text{SNR} = \frac{\langle \sigma_{\text{сиг}} U \rangle}{\langle \sigma_{\text{ш}} U \rangle} = \frac{\langle \sigma_{\text{сиг}} U \rangle}{\sqrt{\langle \sigma_{\text{ш. фп}} U \rangle^2 + \langle \sigma_{\text{ш. АЦП}} U \rangle^2 + \langle \sigma_{\text{ш. л}} U \rangle^2}}.$$

Для независимых некоррелированных источников шума суммарное СКО определяется как корень из суммарной дисперсии шума, складывающейся из флуктуаций мощности лазерного излучения (при преобразовании в напряжение эта величина составит $3.2 \cdot 10^{-8} \text{ В}^2$), шумов фотоприемника и АЦП. Рассчитанное СКО шума составляет 0.81 мВ.

Для теоретически ожидаемых параметров рассеяния можно оценить SNR для различных исследуемых растворов и мощностей зондирующего лазерного излучения. Расчеты были проведены на примере исследования белка альбумина. Результат теоретической оценки приведен в табл. 1. Для расчетов принимались средняя концентрация вещества $C = 1$ г/л, молекулярная масса 50 кДа для единичных белков и 300 кДа для белковых агрегатов. Средняя интенсивность рассеяния определялась согласно теории рас-

Таблица 1. Теоретические значения отношения сигнал/шум, рассчитанные для различных параметров эксперимента

Table 1. Theoretical signal-to-noise ratio calculated for various experiment parameters

Образец	P_0 , мВт	P_s , нВт	SNR
Раствор белка	1.0	0.03	4.2
	5.0	0.15	20.8
	15.0	0.44	62.4
Раствор агрегатов белка	1.0	0.17	25.0
	5.0	0.87	124.8
	15.0	2.61	374.3

Таблица 2. Измеренные значения отношения сигнал/шум для различных параметров эксперимента

Table 2. Measured signal to noise ratio for various experiment parameters

Образец	P_0 , мВт	σ_{sU} , мВ	SNR
Микросферы $d = 150$ нм; $C = 0.1$ г/л	1.0	10.6	13.1
	5.0	50.1	61.9
Сыворотка крови, разбавленная в 10 раз	1.0	5.2	6.4
	5.0	23.1	28.5

сеяния Релея–Дебая [21, 22]. Для оценки шума проводился расчет дробового шума фотоприемника с учетом рассчитанной мощности рассеяния.

В табл. 2 приводятся экспериментально измеренные значения СКО сигнала рассеяния для различных исследуемых растворов и двух используемых уровней мощности лазерного источника.

Таким образом, показано, что SNR зависит от мощности используемого источника излучения. Для исследования биологических жидкостей рекомендуется выбирать мощность лазерного источника не менее 5 мВт. Полученные значения SNR позволят применить разработанную схему и алгоритм обработки экспериментальных данных, описанный в предыдущих работах [23], для анализа размеров частиц в биологических жидкостях.

Заключение. В настоящей статье основное внимание уделено описанию требований, предъявляемых к элементам схемы лазерного корреляционного спектрометра. Требования получены на основе описанной модели рассеяния излучения на наночастицах в жидкости и используемых в ней физических принципах, связывающих параметры рассеянного излучения и размер частиц. Обсуждены требуемые спектральные характеристики лазерного источника излучения и его мощность. Показана возможность проведения исследований доплеровских спектральных уширений с использованием полупроводниковых лазерных источников излучения с шириной полосы, превышающей типичную ширину доплеровского уширения спектра.

Также обсуждены параметры чувствительности фотоприемного устройства, в роли которого в настоящей статье выступает ФЭУ. Кроме того, приводятся уравнения для оценки отношения сигнал/шум, достижимого в описанной схеме с представленными параметрами. Отношение сигнал/шум, полученное в работе экспериментально для выбранных параметров схемы, превышает 10.

Результаты работы могут быть использованы для расчета и реализации схемы лазерного корреляционного спектрометра, предназначенного для исследования размеров наночастиц в различных жидкостях.

Авторский вклад

Величко Елена Николаевна – руководство работой.

Котов Олег Иванович – формирование требований к лазерному источнику излучения в схеме, оценка ширины полосы источника, вывод формулы для расчета SNR.

Непомнящая Элина Константиновна – подготовка текста статьи, моделирование и расчет SNR.

Петров Алексей Николаевич – вывод формулы для расчета SNR, формирование требований для оцифровки сигналов.

Соколов Александр Вячеславович – оценка параметра RIN.

Author's contribution

Elena N. Velichko, work management.

Oleg I. Kotov, the formation of requirements for a laser radiation source. Estimating the source bandwidth, deriving a formula for calculating SNR.

Elina K. Nepomnyashchaya, preparation of the paper text, modeling and SNR calculation.

Alexey N. Petrov, the derivation of the formula for calculating SNR, the formation of requirements for digitizing signals.

Alexander V. Sokolov, RIN parameter estimation.

Список литературы

1. Изучение гемосовместимости магнитных наночастиц магнетита и композитных частиц магнетита-кремнезема in vitro / Я. Г. Торопова, Н. А. Печникова, И. А. Зелинская, Д. В. Королев, К. Г. Гареев, А. С. Маркидантова, В. Д. Богушевская, А. В. Поволоцкая, А. А. Маньшина // Бюллетень сибирской медицины. 2018. Vol. 17, № 3. P. 157–167. doi: 10.20538/1682-0363-2018-3-157-167
2. Fischer K., Schmidt M. Pitfalls and Novel Applications of Particle Sizing by Dynamic Light Scattering // Biomaterials. 2016. Vol. 98. P. 79–91. doi: 10.1016/j.biomaterials.2016.05.003
3. Dynamics Light Scattering as a Tool for Assessing Health Status and Disease Risk / I. Mishra, V. Patel, M. Robinson, K. Gordon // Biophysical J. 2016. Vol. 110, № 3. P. 476a. doi: 10.1016/j.bpj.2015.11.2547
4. Dynamic Light Scattering (DLS)-Based Immunoassay for Ultra-Sensitive Detection of Tumor Marker Protein / C. Li, J. Ma, Q. Fan, Y. Tao, G. Li // Chemical Communications. 2016. Vol. 52, № 50. P. 7850–7853. doi: 10.1039/C6CC02633H
5. Features of Monitoring the State of the Liquid Medium by Refractometer / N. M. Grebenikova, K. J. Smirnov, V. V. Davydov, V. Y. Rud, V. V. Artemiev // J. Phys. Conf. Ser. 2018. Vol. 1135, conf. 1. 5 p. doi: 10.1088/1742-6596/1135/1/012055
6. Monitoring of Flowing Media State by Refraction Phenomenon / N. M. Grebenikova, N. S. Myazin, V. Y. Rud, R. V. Davydov // Proc. 2018 IEEE Int. Conf. Electr. Eng. Photonics. St Petersburg, 22–23 Oct. 2018. P. 295–297. doi: 10.1109/EEExPolytech.2018.8564409
7. Ульянов С. С. Динамика спеклов и эффект Доплера // Соросовский образоват. журн. 2001. Т. 7, № 10. С. 109–114.
8. Спектроскопия оптического смешения и корреляция фотонов / под ред. Г. Камминса и Э. Пайка. М.: Мир, 1978. 584 с.
9. Юмжапова Н. В., Архинчеев В. Е. Эффективные диффузионные уравнения дробного порядка: обобщенный закон Фика и асимптотические решения // Вестн. Бурятского гос. ун-та. Химия. Физика. 2012. № 3. С. 178–185.
10. Koppel D. E. Analysis of Macromolecular Polydispersity in Intensity Correlation Spectroscopy: the Method of Cumulants // The J. of Chem. Phys. 1972. Vol. 57, № 11. P. 4814–4821.
11. Nepomnyashchaya E. Optical Properties of Biomolecular Complexes // Saratov Fall Meeting 2018: Optical and Nano-Technologies for Biology and Medicine. Intern. Society for Optics and Photonics. 2019. Vol. 11065. P. 110651T. doi: 10.1117/12.2523342
12. Kostromitin A. O., Kudryashov A. V., Liokumovich L. B. Measurement and Analysis of Modulation and Noise in the Output Frequency of Single-Frequency Semiconductor Diode Lasers // J. of Applied Spectroscopy. 2015. Vol. 82, № 4. P. 659–664. doi: 10.1007/s10812-015-0159-z
13. Laser Frequency Noise Measurement by Forming an Interference Signal with Subcarrier Frequency / A. O. Kostromitin, P. V. Skliarov, L. B. Liokumovich, N. A. Ushakov // 2019 IEEE Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EEExPolytech). St Petersburg, 17–18 Oct. 2019. P. 336–338. doi: 10.1109/EEExPolytech.2019.8906857
14. URL: https://www.eagleyard.com/fileadmin/downloads/data_sheets/EYP-DBR-0633-00005-2000-BFY02-0000.pdf (дата обращения 26.02.2020).
15. Ахманов С. А., Дьяков Ю. Е., Чиркин А. С. Введение в статистическую радиофизику и оптику. М.: Наука, Глав. ред. физ.-мат. лит., 1981. 640 с.
16. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Рипол Классик, 2013. 684 с.
17. ГОСТ Р 8.774–2011. Государственная система обеспечения единства измерений (ГСИ). Дисперсный состав жидких сред. Определение размеров частиц

по динамическому рассеянию света. М.: Стандартинформ, 2019. 12 с.

18. Uncertainty Analysis of Measurements of the Size of Nanoparticles in Aqueous Solutions using Dynamic Light Scattering / S. Y. Kwon, Y.-G. Kim, S. H. Lee, J. H. Moon // Metrologia. 2011. Vol. 48, № 5. P. 417–425. doi: 10.1088/0026-1394/48/5/024

19. Фриман Р. Волоконно-оптические системы связи / пер. с англ. 2-е изд. М.: Техносфера, 2004. 495 с.

20. Асаёнок М. А., Зеневич А. О. Исследование характеристик кремниевых фотоэлектронных умножителей // Прикладная физика. 2018. № 6. С. 49–53.

21. Petrova G. P., Petrusevich Yu. M., Evseevicheva A. N. Molecular Clusters in Water Protein Solutions in the

Presence of Heavy Metal Ions // J. Gen Physiol Biophys. 1998. Vol. 17, № 2. P. 97–104.

22. Minton A. P. Static Light Scattering from Concentrated Protein Solutions. I: General Theory for Protein Mixtures and Application to Self-Associating Proteins // J. Biophys. 2007. Vol. 93, № 4. P. 1321–1328.

23. Nepomnyashchaya E., Antonova E. Methods and Algorithms for Numerical Calculations in Dynamic Light Scattering Problems // 2018 IEEE Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). St Petersburg, 22–23 Oct. 2018. P. 136–140. doi: 10.1109/EExPolytech.2018.8564438

Информация об авторах

Величко Елена Николаевна – кандидат технических наук (2010), доцент (2018), директор Высшей школы прикладной физики и космических технологий Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого. Автор более 150 научных публикаций. Сфера научных интересов – оптика; лазерная физика; биофотоника.

Адрес: Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, ул. Политехническая, д. 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия
E-mail: velichko-spbstu@yandex.ru
<http://orcid.org/0000-0001-8983-3719>

Котов Олег Иванович – доктор физико-математических наук (1995), профессор (2003) Высшей школы прикладной физики и космических технологий Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого. Автор более 50 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиофизика и оптические методы измерений.

Адрес: Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, ул. Политехническая, д. 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия
E-mail: kotov@rphf.spbstu.ru
<https://orcid.org/0000-0001-8448-2024>

Непомнящая Элина Константиновна – исследователь, преподаватель-исследователь по специальности "Физика и астрономия" (2019). Инженер Высшей школы прикладной физики и космических технологий Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого. Автор 59 научных публикаций. Сфера научных интересов – оптические методы измерений, биомедицинские датчики.

Адрес: Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, ул. Политехническая, д. 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия
E-mail: elina.nep@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-4416-9380>

Петров Алексей Николаевич – магистр по направлению "Техническая физика" (2011), аспирант Высшей школы прикладной физики и космических технологий Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого. Автор 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиофизика, радиотехника, оптические измерения, системы передачи СВЧ-сигналов по ВОЛС, радиофотоника.

Адрес: Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, ул. Политехническая, д. 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия
E-mail: alexey-np@yandex.ru
<https://orcid.org/0000-0001-6634-8163>

Соколов Александр Вячеславович – кандидат технических наук (2003), заместитель директора АО «Концерн «ЦНИИ "Электроприбор"». Автор более 30 научных публикаций. Сфера научных интересов – оптика, оптоэлектроника, навигационные системы.

Адрес: АО «Концерн «ЦНИИ "Электроприбор"», ул. Малая Посадская, д. 30, Санкт-Петербург, 197046, Россия
E-mail: _avs_@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0002-6423-1591>

References

1. Toropova Y. G., Pechnikova N. A., Zelinskaya I. A., Korolev D. V., Gareev K. G., Markitantova A. S., Bogushevskaya V. D., Povolotskaya A. V., Manshina A. A. Hemocompatibility of Magnetic Magnetite Nanoparticles and Magnetite-Silica Composites in Vitro. *Bull. Sib. Med.* 2018, vol. 17, pp. 157–167. doi: 10.20538/1682-0363-2018-3-157-167
2. Fischer K., Schmidt M. Pitfalls and Novel Applications of Particle Sizing by Dynamic Light Scattering. *Biomaterials*. 2016, vol. 98, pp. 79–91. doi: 10.1016/j.biomaterials.2016.05.003
3. Mishra I., Patel V., Robinson M., Gordon K. Dynamics Light Scattering as a Tool for Assessing Health Status and Disease Risk. *Biophysical J.* 2016, vol. 110, no. 3, pp. 476a. doi: 10.1016/j.bpj.2015.11.2547
4. Li C., Ma J., Fan Q., Tao Y., Li G. Dynamic Light Scattering (DLS)-Based Immunoassay for Ultra-Sensitive Detection of Tumor Marker Protein. *Chemical Communications*. 2016, vol. 52, no. 50, pp. 7850–7853. doi: 10.1039/C6CC02633H
5. Grebenikova N. M., Smirnov K. J., Davydov V. V., Rud V. Y., Artemiev V. V. Features of Monitoring the State of the Liquid Medium by Refractometer. *J. Phys. Conf. Ser.* 2018, vol. 1135, conf. 1, 5 p. doi: 10.1088/1742-6596/1135/1/012055
6. Grebenikova N. M., Myazin N. S., Rud V. Y., Davydov R. V. Monitoring of Flowing Media State by Refraction Phenomenon. *Proc. 2018 IEEE Int. Conf. Electr. Eng. Photonics*. St Petersburg, 22–23 Oct. 2018. P. 295–297. doi: 10.1109/EEExPolytech.2018.8564409
7. Ulyanov S. S. Speckle Dynamics and the Doppler Effect. *Soros Educational Journal*. 2001, vol. 7, no. 10, pp. 109–114 (In Russ.)
8. Cummins H. Z. Light beating spectroscopy. Photon correlation and light beating spectroscopy. Boston, Springer, 1974, pp. 225–236.
9. Yumozhapova N. V., Arkhincheev V. E. Effective Diffusion Equations of Fractional Order: Generalized Fik of Law and Asymptotic Solutions. *Vestnik Byriatskogo gosudarstvennogo universiteta*. 2012, no. 3, pp. 178–185. (In Russ.)
10. Koppel D. E. Analysis of Macromolecular Polydispersity in Intensity Correlation Spectroscopy: the Method of Cumulants. *The J. of Chemical Physics*. 1972, vol. 57, no. 11, pp. 4814–4821.
11. Nepomnyashchaya E. Optical Properties of Biomolecular Complexes. *Saratov Fall Meeting 2018: Optical and Nano-Technologies for Biology and Medicine. Intern. Society for Optics and Photonics*. 2019, vol. 11065, pp. 110651T. doi: 10.1117/12.2523342
12. Kostromitin A. O., Kudryashov A. V., Liokumovich L. B. Measurement and Analysis of Modulation and Noise in the Output Frequency of Single-Frequency Semiconductor Diode Lasers. *J. of Applied Spectroscopy*. 2015, vol. 82, no. 4, pp. 659–664. doi: 10.1007/s10812-015-0159-z
13. Kostromitin A. O., Skliarov P. V., Liokumovich L. B., Ushakov N. A. Laser Frequency Noise Measurement by Forming an Interference Signal with Subcarrier Frequency. *2019 IEEE Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EEExPolytech)*. St. Petersburg, 17–18 Oct. 2019, pp. 336–338. doi: 10.1109/EEExPolytech.2019.8906857
14. Available at: https://www.eagleyard.com/fileadmin/downloads/data_sheets/EYP-DBR-0633-00005-2000-BFY02-0000.pdf (accessed 26.02.2020).
15. Akhmanov S. A., D'yakov Yu. E., Chirkin A. S. Introduction to Statistical Radiophysics and Optics. Moscow, Science, 1981, 640 p. (In Russ.)
16. Tikhonov V. I. Statistical radio engineering. Moscow, *Ripol Classic*, 2013, 684 p. (In Russ.)
17. The state standard of January 1, no. GOST P 8.774–2011. The Dispersed Composition of Liquid Media. Determination of Particle Sizes by Dynamic Light Scattering. Moscow, *Standartinform*, 2019, 12 p. (In Russ.)
18. Kwon S. Y., Kim Y.-G., Lee S. H., Moon J. H. Uncertainty Analysis of Measurements of the Size of Nanoparticles in Aqueous Solutions using Dynamic Light Scattering. *Metrologia*. 2011, vol. 48, no. 5, pp. 417–425. doi: 10.1088/0026-1394/48/5/024
19. Freeman R. L. Fiber-Optic Systems for Telecommunications. New York, Wiley-Interscience, 2002, 416 p.
20. Asayonak M. A., Zenevich A. O. Investigation of the Characteristics of Silicon Photomultipliers. *Applied Physics*. 2018, vol. 6, pp. 49–53. (In Russ.)
21. Petrova G. P., Petrusevich Yu. M., Evseevicheva A. N. Molecular Clusters in Water Protein Solutions in the Presence of Heavy Metal Ions. *J. Gen Physiol Biophys*. 1998, vol. 17, no. 2, pp. 97–104.
22. Minton A. P. Static Light Scattering from Concentrated Protein Solutions. I: General Theory for Protein Mixtures and Application to Self-Associating Proteins. *J. Biophys.* 2007, vol. 93, no. 4, pp. 1321–1328.
23. Nepomnyashchaya E., Antonova E. Methods and Algorithms for Numerical Calculations in Dynamic Light Scattering Problems // *2018 IEEE Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EEExPolytech)*. St Petersburg, 22–23 Okt. 2018, pp. 136–140. doi: 10.1109/EEExPolytech.2018.8564438

Information about the authors

Elena N. Velichko, Cand. Sci. (Eng.) (29.09.2010), Associate Professor, Director of the Higher School of Applied Physics and Space Technology, Institute of Physics, Nanotechnology and Telecommunications, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University. The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: optics, laser physics, biophotonics.

Address: Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, 29 Polytechnicheskaya Str., St Petersburg 195251, Russia

E-mail: velichko-spbstu@yandex.ru

<http://orcid.org/0000-0001-8983-3719>

Oleg I. Kotov, Dr. Sci. (Phys.-Math.) (1995), Professor of the Higher School of Applied Physics and Space Technologies, Institute of Physics, Nanotechnology and Telecommunications, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: radiophysics and optical measurement methods.

Address: Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, 29 Polytechnicheskaya Str., St Petersburg 195251, Russia

E-mail: kotov@rphf.spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8448-2024>

Elina K. Nepomnyashchaya, Engineer of the Higher School of Applied Physics and Space Technologies, Institute of Physics, Nanotechnology and Telecommunications, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University. The author of 59 scientific publications. Area of expertise: optical measurement methods, biomedical sensors.

Address: Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, 29 Polytechnicheskaya Str., St Petersburg 195251, Russia

E-mail: elina.nep@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-4416-9380>

Aleksey N. Petrov, Postgraduate student at the Higher School of Applied Physics and Space Technology, Institute of Physics, Nanotechnology and Telecommunications, Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University. The author of 10 scientific publications. Area of expertise: radio physics, optical measurements, radio over fiber systems, radio photonics.

Address: Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University, 29 Polytechnicheskaya Str., St Petersburg 195251, Russia

E-mail: alexey-np@yandex.ru

<http://orcid.org/0000-0001-6634-8163>

Alexander V. Sokolov, Cand. Sci. (Eng.) (2003), Deputy Director of Concern CSRI Elektropribor, JSC. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: optics, optoelectronics, navigation systems.

Address: Concern CSRI Elektropribor, JSC, 30 Malaya Posadskaya Str., St Petersburg 197046, Russia

E-mail: _avs_@mail.ru

<http://orcid.org/0000-0002-6423-1591>

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

УДК 615.47+681.2.08

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-1-96-104>

Метод прогнозирования основных показателей кардиопульмонального нагрузочного тестирования для больных с хронической сердечной недостаточностью

А. С. Красичков^{1,2}✉, Э. Мбазумутима¹, Ф. Шикама¹, Е. М. Нифонтов²

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

²Первый Санкт-Петербургский государственный медицинский университет им. акад. И. П. Павлова, Санкт-Петербург, Россия

✉ krass33@mail.ru

Аннотация

Введение. Кардиопульмональный нагрузочный тест предоставляет значимую диагностическую и прогностическую информацию о состоянии больных с сердечно-сосудистыми и легочными заболеваниями. Существует серьезная проблема, состоящая в том, что выполнение нагрузочного тестирования испытуемым в его завершающей фазе является физически тяжелым упражнением для человека. Присутствует значительный риск возникновения и развития патологических состояний сердечно-сосудистой системы пациента. Одним из решений данной проблемы является разработка методов оценивания биологических параметров пациентов в конце выполнения нагрузочного протокола на основе данных первых этапов теста.

Цель работы. Разработка метода нахождения оценки максимальной частоты сердечных сокращений (ЧСС) и пикового потребления кислорода (ПК) у больных с хронической сердечной недостаточностью (ХСН) в конце выполнения кардиореспираторного нагрузочного стресс-теста на основе результатов исследования, полученных на первоначальных ступенях теста.

Материалы и методы. Для проведения исследования использованы 149 обезличенных записей ритмограмм и данных изменения ПК пациентов с ХСН, которые проходили кардиопульмональный нагрузочный тест на велоэргометре с использованием ступенчатого нагрузочного протокола (прирост мощности нагрузки на каждой ступени составлял 10 Вт, длительность ступени нагрузки была равна 1 мин).

Результаты. На основе анализа полученных данных разработан метод оценки пиковых значений ЧСС и ПК у больных с ХСН.

Заключение. Относительная ошибка предложенной оценки пикового значения ЧСС в большинстве случаев не превосходила 10 %, что позволяет ее использовать для практических целей. Установлено, что при выполнении 70 % нагрузочного протокола ошибка предложенной оценки пикового ПК в большинстве случаев не превышает 20 %. Необходимы дополнительные исследования для повышения точности данной оценки с целью использования в медицинских приложениях, направленных на модернизацию методов и аппаратуры для нагрузочного тестирования пациентов.

Ключевые слова: система нагрузочного тестирования человека, электрокардиосигнал, частота сердечных сокращений (ЧСС), анализ выдыхаемого воздуха, регрессионный анализ, предсказание показателей тестирования

Для цитирования: Метод прогнозирования основных показателей кардиопульмонального нагрузочного тестирования для больных с хронической сердечной недостаточностью / А. С. Красичков, Э. Мбазумутима, Ф. Шикама, Е. М. Нифонтов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 1. С. 96–104. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-96-104

Благодарности. Выражаем благодарность Национальному медицинскому исследовательскому центру им. В. А. Алмазова Министерства здравоохранения Российской Федерации за предоставление обезличенных данных кардиореспираторного нагрузочного теста пациентов.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 25.10.2019; принята к публикации после рецензирования 28.11.2019; опубликована онлайн 28.02.2020



Medical Devices and Devices for Control of the Environment,
Substances, Materials and Products

Original article

A Method for Predicting the Main Indicators of Cardiopulmonary Stress Testing for Patients with Chronic Heart Failure

A. S. Krasichkov^{1,2}✉, E. Mbazumutima¹, F. Shikema¹, E. M. Nifontov²

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²Pavlov First Saint Petersburg State Medical University, St Petersburg, Russia

✉ krass33@mail.ru

Abstract.

Introduction. Cardiopulmonary stress test provides significant diagnostic and prognostic information of the condition of patients with cardiovascular and pulmonary diseases. There is a serious problem, that final phase of stress testing is a physically difficult exercise for a person. There is a significant risk of occurrence and development of pathological conditions of the patient's cardiovascular system. One of the solutions is the development of methods for assessing the biological parameters of the patients at the end of a load protocol based on data from the initial stages of the test.

Aim. Development of a method for finding an estimate of the maximum heart rate (HR) and of the peak oxygen consumption (OC) for the patients with chronic heart failure at the end of a cardiorespiratory exercise stress test, based on the results of the study obtained at the first initial stages of the test.

Materials and methods. For the study, 149 anonymized records of rhythmograms and data of changes in the oxygen consumption of the patients with chronic heart failure were used. The patients underwent a cardiopulmonary stress test by a bicycle ergometer using step-by-step load protocol (the load power increase at each stage was 10 W, the duration of the load stage was 1 min).

Results. Based on the analysis of the data obtained, a method for assessing the peak values of HR and of PC of the patients with chronic heart failure was developed.

Conclusion. The relative error of the proposed estimate of the HR peak in most cases was no more than 10 %, which allows it to be used for practical purposes. It was established that when performing 70 % of the stress protocol, the error of the proposed estimate of the OC peak in most cases did not exceed 20 %. More research is needed to improve the accuracy of the assessment for using in medical applications aimed to the modernization of methods and equipment for stress testing of the patients.

Keywords: human stress testing system, electrocardiogram, heart rate (HR), exhaled breath analysis, regression analysis, test performance prediction

For citation: Krasichkov A. S., Mbazumutima E., Shikema F., Nifontov E. M. A Method for Predicting the Main Indicators of Cardiopulmonary Stress Testing for Patients with Chronic Heart Failure. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 1, pp. 96–104. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-1-96-104

Acknowledgements. Our gratitude to the Almazov National Medical Research Centre for providing anonymized data on the cardiorespiratory stress test of patients

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 25.10.2019; accepted 28.11.2019; published online 28.02.2020

Введение. Широкое распространение среди человеческой популяции различных патологий сердечно-сосудистой системы (ССС) требует создания неинвазивных инструментальных методов и средств диагностики, направленных на раннее выявление и предотвращение патологических состояний миокарда.

Нагрузочное стресс-тестирование (рис. 1) [1] чаще всего используется как неинвазивный и воспроизводимый метод диагностики состояния и

прогноза лечения ССС человека [2]. Система нагрузочного стресс-тестирования включает тренажеры, на которых пациент выполняет физические нагрузки определенной мощности (VELOЭРГОМЕТР, беговая дорожка), датчики для регистрации биологических сигналов человека (например, электрокардиосигнала, артериального давления) и вычислительные устройства для обработки полученных данных с необходимым программным обеспечением [3].

Метод прогнозирования основных показателей кардиопульмонального нагрузочного тестирования для больных с хронической сердечной недостаточностью

A Method for Predicting the Main Indicators of Cardiopulmonary Stress Testing
for Patients with Chronic Heart Failure

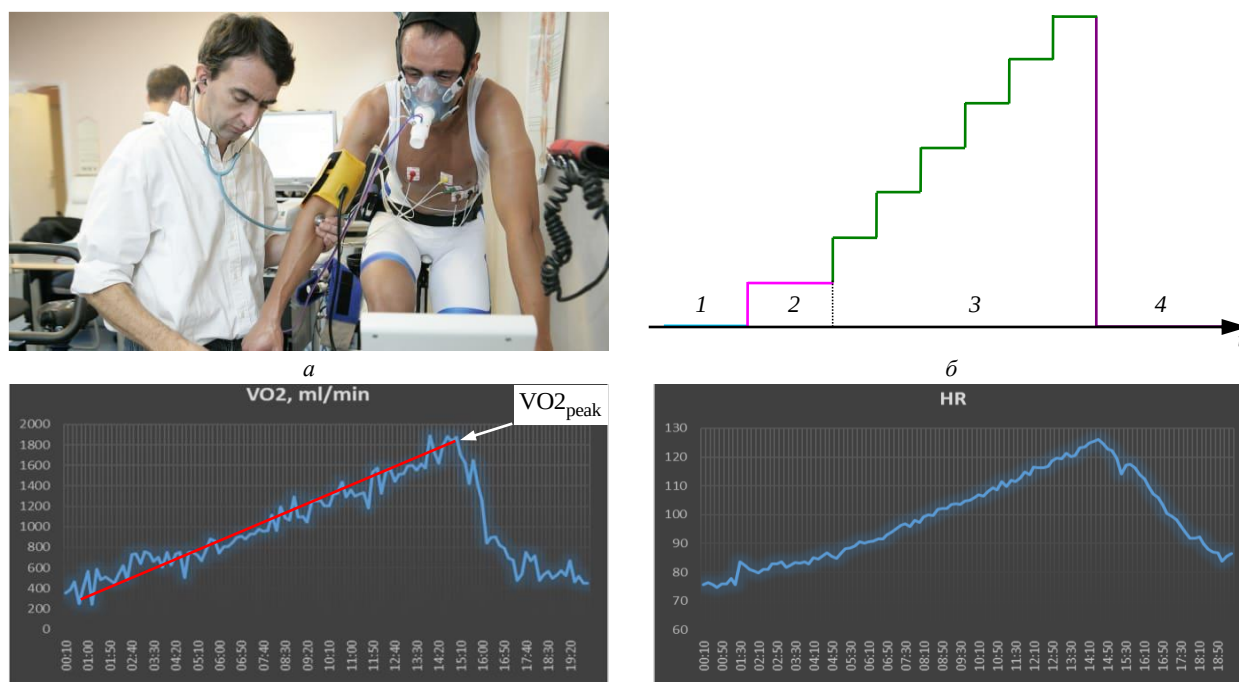


Рис. 1. Нагрузочное стресс-тестирование: а – тренажер; б – протокол тестирования (1– подготовка, 2...3 мин; 2 – разминка, 1...3 мин; 3 – выполнение нагрузки, 8...15 мин; 4 – восстановление, 3...10 мин); в – результаты тестирования
Fig. 1. Stress testing: а – training apparatus; б – test protocol (1 – training, 2...3 min; 2 – warm-up, 1...3 min; 3 – test implementation, 8...15 min; 4 – recovery, 3...10 min); в – test results

Под кардиопульмональным нагрузочным тестированием (КПНТ) понимается нагрузочное стресс-тестирование с дополнительным измерением параметров газообмена в состоянии покоя, во время нагрузки и в период восстановления. В результате измеряются следующие основные показатели: объем потребляемого кислорода (V_{O_2}), объем выдыхаемого углекислого газа (V_{CO_2}), вентиляционные параметры, а также оцениваются электрокардиографические параметры: частота сердечных сокращений (ЧСС) и артериальное давление. В качестве примера на рис. 1, а представлена система, позволяющая одновременно контролировать параметры дыхания, артериального давления, пульс во время нагрузки.

Указанный тест является надежным диагностическим инструментом, который предоставляет значимую диагностическую и прогностическую информацию о состоянии больных с сердечно-сосудистыми и легочными заболеваниями, а также позволяет оценить риски и эффекты различных терапий [4, 5].

При проведении клинического нагрузочного тестирования определяющее значение имеет его протокол (рис. 1, б). Существующие протоколы обычно включают начальный период разминки, за

которым следует прогрессивная дозированная нагрузка с возрастающей мощностью, а также период восстановления после максимальных усилий.

Нагрузочный протокол должен быть выбран в соответствии с целью проводимого обследования пациента. Наиболее часто используется ступенчатая форма возрастания нагрузки [3, 6, 7]. Данные непрерывно отображаются на мониторе врача и записываются в память прибора для дальнейшей постобработки (рис. 1, в).

Существует серьезная проблема, состоящая в том, что выполнение нагрузочного тестирования испытуемым, особенно на пике нагрузки, является упражнением, физически тяжелым для человека. Присутствует значительный риск возникновения и развития патологических состояний ССС пациента. По этой причине процедуру нагрузочного тестирования больных проводят только в медицинских учреждениях, имеющих в своем составе реанимационные отделения.

Одним из решений указанной проблемы является разработка методов оценивания (прогнозирования) функционального состояния пациентов в конце выполнения нагрузочного протокола на основе данных, наблюдаемых только на первых этапах стресс-теста. В настоящей статье предложен подход, в соответствии с которым необходи-

мо выполнять не весь нагрузочный протокол, а только его начальную часть, а данные обследования пациента, соответствующие самой энергозатратной (завершающей) фазе нагрузочного тестирования, формировать с помощью анализа результатов, полученных на первых этапах стресс-теста. Таким образом, становится возможным уменьшить нагрузку на пациента за счет сокращения продолжительности нагрузочного протокола во время выполнения стресс-теста без потери диагностически важной информации.

Задача предсказания некоторых показателей кардиопульмонального нагрузочного тестирования ранее рассмотрена в литературе. В [8–11] исследована возможность предсказания ЧСС на пике нагрузки у больных с сердечными заболеваниями на основе линейных регрессионных уравнений.

Аналогичный подход использовался и для нахождения пикового потребления кислорода (ПК) [12–14]. Кроме того, существует метод предсказания пикового ПК на основе линейной взаимосвязи между ЧСС и V_{O_2} [15]. Однако

предсказание во всех перечисленных работах осуществлялось только на основе данных, соответствующих состоянию покоя пациента. Не учитывалась информация, получаемая на первых ступенях нагрузочного протокола. Таким образом, не принимались во внимание (фактически игнорировались) динамические свойства биологических сигналов во время нагрузочного тестирования.

Таким образом, цель работы, отраженной в настоящей статье, заключается в создании метода нахождения оценки максимальной ЧСС и пикового ПК у больных с хронической сердечной недостаточностью (ХСН) в конце выполнения кардиореспираторного нагрузочного стресс-теста по результатам исследования, полученным на первоначальных ступенях теста.

Материалы и методы. Для проведения исследования были использованы 149 обезличенных записей ритмограмм и данных изменения потребления кислорода пациентов с ХСН (97 мужчин и 52 женщин), которые проходили КПНТ на велоэргометре с использованием ступенчатого нагрузочного протокола (прирост мощности нагрузки на каждой ступени составлял 10 Вт, длительность ступени нагрузки была равна 1 мин) в Национальном медицинском исследовательском центре им. В. А. Алмазова Министерства здравоохранения Российской Федерации.

При выполнении нагрузочного стресс-теста были использованы следующие критерии прекращения физической нагрузки:

- 1) возникновение болевых ощущений;
- 2) усталость пациента;
- 3) критические изменения ЭКГ, артериального давления, уровня сатурации кислорода (изменение данных параметров непрерывно отслеживалось медицинским персоналом).

На основе анализа полученных данных был разработан метод оценки пикового значения ЧСС и пикового значения ПК у больных с ХСН, состоящий из трех этапов (рис. 2).

На первом этапе производится оценка пикового значения ЧСС $\hat{HR}_{peak}$ (фактически предсказания ЧСС) на максимуме нагрузки (на завершающей фазе нагрузочного протокола). Для решения этой задачи на основе анализа ритмограмм эмпирически было получено регрессионное уравнение:

$$\hat{HR}_{peak} = k_1 + k_2 HR_{rest} + k_3 HR_{slope}, \quad (1)$$

где HR_{rest} – значение ЧСС в покое перед началом нагрузки; HR_{slope} – угловой коэффициент прямой, которая аппроксимирует зависимость изменения ЧСС на первых трех ступенях нагрузки с искомой оценкой. Значения коэффициентов k определялись с помощью метода наименьших квадратов

$$\sum_N \left(HR_{peak} - \hat{HR}_{peak} \right)^2 = \sum_N \left(HR_{peak} - k_1 - k_2 HR_{rest} - k_3 HR_{slope} \right)^2 \rightarrow \min,$$

где N – число анализируемых ритмограмм; HR_{peak} – истинное пиковое значение ЧСС.

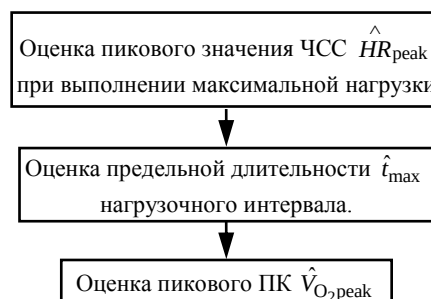


Рис. 2. Структурная схема метода оценки пиковых значений ЧСС и ПК у больных с хронической сердечной недостаточностью

Fig. 2. The structural scheme of the method for assessing the peak values of HR and OC for patients with chronic heart failure

Значения коэффициентов регрессионного уравнения
The values of the regression equation coefficients

Коэффициент	Группа		
	мужчин	женщин	общая
k_1	14.935	27.228	24.263
k_2	1.081	0.898	0.988
k_3	32.086	22.215	22.205

В таблице представлены значения полученных коэффициентов для различных групп больных ХСН. Из нее следует, что коэффициенты k , входящие в регрессионное выражение (1), значительно варьируются в зависимости от способа формирования группы.

На основе полученной оценки пикового значения ЧСС $\hat{HR}_{peak}$, а также аппроксимируя изменение ЧСС от времени $HR(t)$ на интервале выполнения нагрузки квадратичной зависимостью:

$$HR(t) = a_1 t^2 + a_2 t + a_3; \quad HR(t_{max}) = HR_{peak},$$

находится оценка длительности нагрузочного интервала:

$$\hat{t}_{max} = \frac{-a_2 + \sqrt{a_2^2 - 4a_1(a_3 - \hat{HR}_{peak})}}{2a_1}. \quad (2)$$

При этом значения коэффициентов a_1 , a_2 , a_3 определяются на первых ступенях нагрузочного интервала.

На завершающем, третьем, этапе находится оценка пикового ПК $\hat{V}_{O_{2peak}}$. Нахождение данной оценки базируется на ранее полученной оценке $\hat{HR}_{peak}$, а также использовании линейной модели зависимости изменения ПК на нагрузочном интервале: $V_{O_2}(t) = c_1 t + c_2$. Тогда пиковое значение ПК оценивается по формуле

$$\hat{V}_{O_{2peak}} = c_1 \hat{t}_{max} + c_2, \quad (3)$$

где c_1 и c_2 – угловой коэффициент и свободный член линейной зависимости соответственно, значения которых получаются на основе аппроксимации зависимости изменения ПК на первых ступенях нагрузочного интервала.

Результаты. На рис. 3 показана диаграмма размаха для относительной ошибки оценки ЧСС на пике нагрузки с помощью (1), которая определяется как

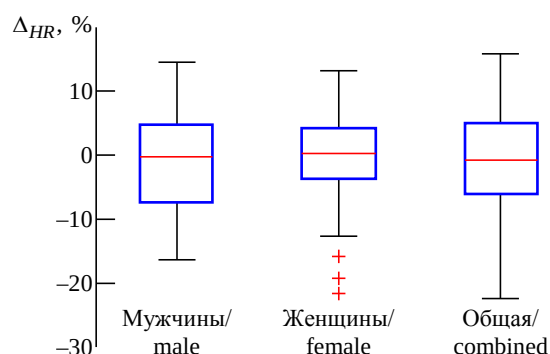


Рис. 3. Диаграммы размаха относительной ошибки предсказания ЧСС

Fig. 3. Relative error prediction range of heart rate diagrams

$$\Delta_{HR} = \frac{HR_{peak} - \hat{HR}_{peak}}{HR_{peak}}, \quad (4)$$

где HR_{peak} – истинное значение ЧСС на пике нагрузки; $\hat{HR}_{peak}$ – оценка ЧСС на пике нагрузки, полученная с помощью (1).

Из рис. 3 видно, что относительная ошибка оценки пикового значения ЧСС в большинстве случаев не превосходит 10 %. Также из рисунка следует, что предложенная оценка пикового значения ЧСС отдельно по группам дает результат, близкий к результатам оценивания при объединении групп.

В качестве примера на рис. 4 показан результат аппроксимации изменения ЧСС во время нагрузочного тестирования квадратичной зависимостью для двух разных пациентов. По вертикальной оси

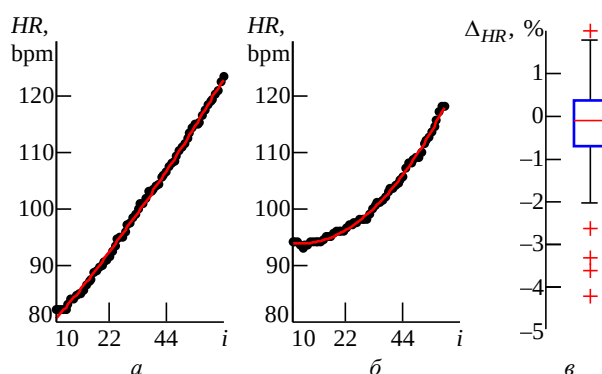


Рис. 4. Аппроксимация ЧСС квадратичной зависимостью: а, б – результаты для двух пациентов (маркеры – результаты измерений, красные линии – аппроксимация); в – диаграмма размаха относительной ошибки определения ЧСС на пике нагрузки с помощью квадратичной модели

Fig. 4. Approximation of HR by quadratic dependence: а, б – results for two patients (markers – measurement results, red lines – approximation); в – diagram of the scale of the relative error in determining HR at the peak of the load using a quadratic model

отложены значения ЧСС, по горизонтальной – номера отсчетов i . На рис. 4, в приведена диаграмма размаха для относительной ошибки определения ЧСС на пике нагрузки с помощью квадратичной модели, определенной по аналогии с (4).

Как видно из рис. 4, квадратичная модель точно описывает зависимость изменения ЧСС на нагрузочном интервале. Относительная ошибка оценки ЧСС на пике нагрузки с помощью квадратичной модели в подавляющем большинстве случаев не превышает 2 %. Такой результат подтверждает адекватность используемой квадратичной модели изменения ЧСС на нагрузочном интервале стресс-теста.

На рис. 5 приведена диаграмма размаха относительной ошибки определения пикового ПК. Уровень ПК на нагрузочном интервале аппроксимировался линейной зависимостью

$$\hat{V}_{O_2}(t) = c_1 t + c_2; \quad \hat{V}_{O_2\text{peak}} = \hat{V}_{O_2}(t_{\max}).$$

В данном случае продолжительность нагрузочного тестирования $t_{\max}$ была известна, а ко-

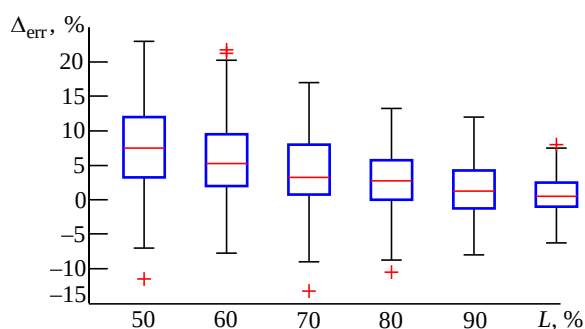


Рис. 5. Относительная ошибка определения пикового значения ПК $\hat{V}_{O_2\text{peak}}$ согласно линейной модели

Fig. 5. Relative error of the determining of peak value of a OC with a linear model

эффициенты c_1 и c_2 , входящие в линейное уравнение, рассчитывались в зависимости от процентного соотношения выполнения стресс-теста относительно максимальной продолжительности нагрузки L . Как следует из рис. 5, относительная ошибка оценки пикового потребления кислорода с помощью линейной модели, полученной при выполнении даже всего нагрузочного стресс-теста (100 % от максимальной продолжительности нагрузки), отлична от нуля. Данный факт можно объяснить тем, что кривая изменения $V_{O_2}(t)$ во время тестирования значительно флуктуирует (см. рис. 1, в). Это связано с техническими особенностями аппаратуры (особенно датчиками) измерения газообмена.

Зависимость относительной ошибки оценки пикового значения ПК при неизвестной априори длительности нагрузочного тестирования $t_{\max}$ от продолжительности выполненной нагрузки показана на рис. 6, а. В данном случае эта длительность прогнозировалась на основании (2) и (3) как доля от оценки $\hat{t}_{\max}$. Использование этой оценки приводит к увеличению размаха диаграммы относительной ошибки оценки пикового значения ПК (рис. 6, б). Однако уже при выполнении 70 % нагрузочного протокола ошибка оценки в большинстве случаев не превосходит 20 %. Необходимо отдельно отметить, что на данный разброс влияет сразу несколько факторов, связанных с процессом регистрации биологических сигналов. В частности, при регистрации электрокардиосигнала в процессе выполнения стресс-теста в монитрограмме присутствуют шумы, связанные с неизбежной двигательной активностью пациента,

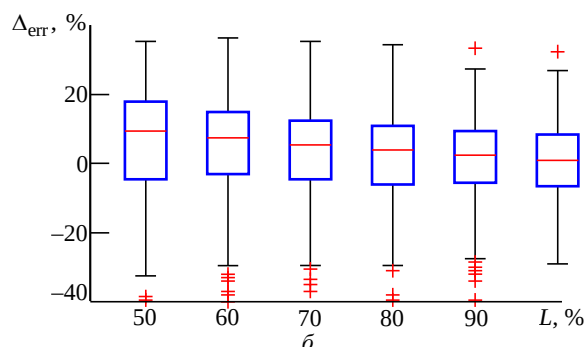
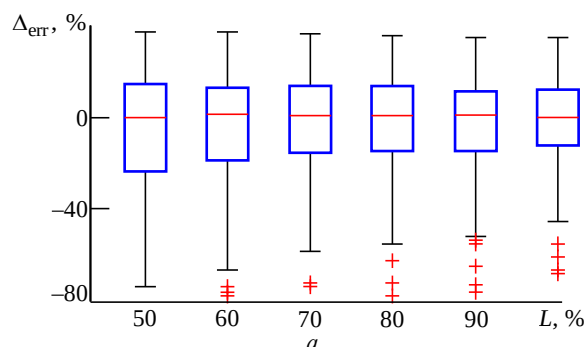


Рис. 6. Относительная ошибка определения пикового значения ПК при неизвестной априори длительности нагрузочного тестирования: а – относительная ошибка определения длительности нагрузочного тестирования; б – относительная ошибка определения пикового значения ПК при оценке длительности нагрузочного тестирования

Fig. 6. Relative error of the determining the peak value of a OC with an unknown a priori duration of stress testing: а – relative error of the determining the duration of stress testing; б – the relative error of the determining the peak value of the OC in assessing the duration of stress testing

что влияет на качество формируемой ритмограммы (возможно ложное обнаружение или пропуск кардиокомплекса [16, 17]). Также влияют флуктуации кривой, отражающей изменения $V_{O_2}(t)$.

Выводы. В результате исследования был предложен подход, позволяющий сократить длительность нагрузочного стресс-теста за счет обработки информации, полученной на первых этапах теста, и тем самым сократить нагрузку на пациента. Было эмпирически получено уравнение линейной регрессии для нахождения оценки пикового значения ЧСС. Установлено, что коэффициенты регрессионного уравнения значительно варьируются от пола пациента. Относительная ошибка оценки пикового значения ЧСС в большинстве случаев не превосходит 10 %, что позволяет ее использовать для практических целей. Было установлено, что для больных с ХСН ис-

пользование квадратичной зависимости при описании изменения ЧСС на нагрузочном интервале стресс-теста позволяет создать адекватную модель ритмограммы. Также было эмпирически получено уравнение линейной регрессии для нахождения оценки пикового потребления кислорода $\hat{V}_{O_{2peak}}$. Установлено, что при выполнении 70 % нагрузочного протокола ошибка оценки пикового потребления кислорода в большинстве случаев не превосходит 20 %, причем на точность данной оценки влияет сразу несколько факторов, связанных с процессом регистрации биологических сигналов. Таким образом, необходимы дополнительные исследования для повышения точности данной оценки с целью использования в медицинских приложениях, направленных на модернизацию методов и аппаратуры для нагрузочного тестирования пациентов.

Авторский вклад

Красичков Александр Сергеевич – руководство работой, подготовка текста статьи.

Мбазумутима Элиаким – анализ ритмограмм.

Шикама Фабиен – анализ данных потребления кислорода.

Нифонтов Евгений Михайлович – постановка задачи и участие в обсуждении результатов.

Authors' contribution

Alexander S. Krasichkov, management of the work and preparation of the paper text.

Eliachim Mbazumutima, analysis of the heart rate data.

Fabian Shikama, analysis of the oxygen consumption data.

Evgeny M. Nifontov, statement of the problem and discussion of the results.

Список литературы

1. Stress tests could mark bottom for bank stocks. URL: <https://www.cnbc.com/2017/06/28/stress-tests-fed-bank-stocks.html> (дата обращения 24.01.2020).
2. Falk E., De Feyter P. J., Shah P. K. Ischemic Heart Disease. London: Manson Publishing, 2007. 312 p.
3. ACC/AHA Guidelines for Exercise Testing. A Report of the American College of Cardiology/American Heart Association. Task Force on Practice Guidelines (Committee on Exercise Testing) // JACC. 1997. Vol. 30, № 1. P. 260–315.
4. Vilcant V., Zeltser R. Treadmill Stress Testing // NCBI Bookshelf. 2019. URL: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/29763078> (дата обращения 24.01.2020).
5. Cardiopulmonary exercise testing and its application / K. Albouaini, M. Egred, A. Alahmar, D. J. Wright // Postgraduate medical j. 2007. Vol. 83, iss. 985. P. 675–682. doi: 10.1136/hrt.2007.121558
6. Papadakis M. A., McPhee S., Rabow M. W. Current Medical Diagnosis & Treatment. 59th ed. New York: McGraw-Hill, 2020. 1933 p.
7. Exercise Standards for Testing and Training. A Scientific Statement from the American Heart Association / G. F. Fletcher, P. A. Ades, P. Kligfield, R. Arena, G. J. Balady, V. A. Bittner, L. A. Coke, J. L. Fleg, D. E. Forman, T. C. Gerber, M. Gulati, K. Madan, J. Rhodes, P. D. Thompson, M. A. Williams // Circulation. 2013. Vol. 128, № 8. P. 873–934. doi: 10.1161/CIR.0b013e31829b5b44
8. Hammond H. K., Kelly T. L., Froelicher V. Radionuclide Imaging Correlates of Heart Rate Impairment during Maximal Exercise Testing // J. of the American College of Cardiology. 1983. Vol. 2, № 5. P. 826–833. doi: 10.1016/s0735-1097(83)80228-9
9. Separation of Effects of Cardiovascular Disease and Age on Ventricular Function with Maximal Exercise / R. A. Bruce, L. D. Fisher, M. N. Cooper, G. O. Gey // Amer-

ican J. of Cardiology. 1974. Vol. 34, № 7. P. 757–763. doi: 10.1016/0002-9149(74)90692-4

10. Predicting Maximum Heart Rate Among Patients with Coronary Heart Disease Receiving β -Adrenergic Blockade Therapy / C. A. Brawner, J. K. Ehrman, J. R. Schairer, J. J. Cao, S. J. Keteyian // American Heart J. 2004. Vol. 148, № 5. P. 910–914. doi: 10.1016/j.ahj.2004.04.035

11. Predicting Maximal HR in Heart Failure Patients Receiving β -Blockade Therapy / S. J. Keteyian, D. Kitzman, F. Zannad, J. Landzberg, J. M. Arnold, P. Brubaker, C. A. Brawner, D. Bensimhon, A. S. Hellkamp, G. Ewald // Medicine and science in sports and exercise. 2012. Vol. 44, № 3. P. 371–376. doi: 10.1249/MSS.0b013e318234316f

12. An Equation for the Prediction of Oxygen Consumption in a Brazilian Population / A. E. Almeida, C. M. Stefani, J. A. Nascimento, N. M. Almeida, A. C. Santos, J. P. Ribeiro, R. Stein // Arquivos brasileiros de cardiologia. 2014. Vol. 103, № 4. P. 299–307.

13. Simple Prediction Formula for Peak Oxygen Consumption in Patients with Chronic Heart Failure / G. M. Laniér, Qi Zheng, G. Wagman, C.-H. Tseng // J. of Exercise

Science & Fitness. 2012. Vol. 10, № 1. P. 23–27. doi: 10.1016/j.jesf.2012.04.005

14. Prediction of maximal oxygen consumption: comparison of the Bruce and Balke treadmill protocols / V. F. Froelicher, A. J. Thompson, G. Davis, A. J. Stewart, J. H. Triebwasser // Chest. 1975. Vol. 68, № 3. P. 331–336. doi: 10.1378/chest.68.3.331

15. McArdle W. D., Katch F. I., Katch V. L. Essentials of Exercise Physiology. New York: Lippincott Williams & Wilkins, 2010. 790 p.

16. Krasichkov A. S., Grigoriev E. B., Nifontov E. M. Influence of Myographic Interference and Isoelectric Line Drift on Correlation Coefficient in Classification of Cardiac complexes // Biomedical Engineering. 2015. Vol. 49, iss. 4. P. 220–223. doi: 10.1007/s10527-015-9533-7

17. Shape Anomaly Detection under Strong Measurement Noise: an Analytical Approach to Adaptive Thresholding / A. S. Krasichkov, E. B. Grigoriev, M. I. Bogachev, E. M. Nifontov // Physical Review E. 2015. Vol. 92, iss. 4. 042927. doi: 10.1103/PhysRevE.92.042927

Информация об авторах

Красичков Александр Сергеевич – доктор технических наук (2017), доцент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая радиотехника; методы обработки сигналов.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: krass33@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8120-3293>

Мбазумутима Элиаким – магистр по направлению "Биотехнические системы и технологии" (2019), аспирант кафедры биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – цифровая обработка биомедицинских сигналов, машинное обучение, распознавание образов.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: eliachim2013@yandex.ru

Шикама Фабиен – магистр по направлению "Биотехнические системы и технологии" (2016), аспирант кафедры биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – цифровая обработка биомедицинских сигналов, протезирование и реабилитация.

Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

E-mail: fshikama@mail.ru

Нифонтов Евгений Михайлович – доктор медицинских наук (2003), профессор (2009) Санкт-Петербургского государственного медицинского университета им. акад. И. П. Павлова. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – фундаментальная медицина; кардиология.

Адрес: Первый Санкт-Петербургский государственный медицинский университет им. акад. И. П. Павлова, ул. Льва Толстого, д. 6-8, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: nifontov@spmu.rssi.ru

References

1. Stress Tests Could Mark Bottom for Bank Stocks. Available at: <https://www.cnbc.com/2017/06/28/stress-tests-fed-bank-stocks.html> (accessed 24.01.2020).

2. Falk E., De Feyter P. J., Shah P. K. Ischemic Heart Disease. London, Manson Publishing, 2007, 312 p.

3. ACC/AHA Guidelines for Exercise Testing. A Report of the American College of Cardiology/American Heart Association. Task Force on Practice Guidelines (Committee on Exercise Testing). JACC, 1997, vol. 30, no. 1, pp. 260–315.

4. Vilcant V., Zeltser R. Treadmill Stress Testing. NCBI

Метод прогнозирования основных показателей кардиопульмонального нагрузочного тестирования для больных с хронической сердечной недостаточностью 103
A Method for Predicting the Main Indicators of Cardiopulmonary Stress Testing for Patients with Chronic Heart Failure

Bokshelf, 2019. Available at: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pubmed/29763078> (accessed 24.01.2020).

5. Albouaini K., Egred M., Alahmar A., Wright D. J. Cardiopulmonary Exercise Testing and Its Application. Postgraduate medical j. 2007, vol. 83, iss. 985, pp. 675–682. doi: 10.1136/hrt.2007.121558

6. Papadakis M. A., McPhee S., Rabow M. W. Current Medical Diagnosis & Treatment. 59th ed. New York, McGraw-Hill, 2020, 1933 p.

7. Fletcher G. F., Ades P. A., Kligfield P., Arena R., Balady G. J., Bittner V. A., Coke L. A., Fleg J. L., Forman D. E., Gerber T. C., Gulati M., Madan K., Rhodes J., Thompson P. D., Williams M. A. Exercise Standards for Testing and Training. A Scientific Statement from the American Heart Association. Circulation. 2013, vol. 128, no. 8, pp. 873–934. doi: 10.1161/CIR.0b013e31829b5b44

8. Hammond H. K., Kelly T. L., Froelicher V. Radionuclide Imaging Correlates of Heart Rate Impairment during Maximal Exercise Testing. J. of the American College of Cardiology. 1983, vol. 2, no. 5, pp. 826–833. doi: 10.1016/s0735-1097(83)80228-9

9. Bruce R. A., Fisher L. D., Cooper M. N., Gey G. O. Separation of Effects of Cardiovascular Disease and Age on Ventricular Function with Maximal Exercise. American J. of Cardiology. 1974, vol. 34, no. 7, pp. 757–763. doi: 10.1016/0002-9149(74)90692-4

10. Brawner C. A., Ehrman J. K., Schairer J. R., Cao J. J., Keteyian S. J. Predicting Maximum Heart Rate Among Patients with Coronary Heart Disease Receiving β -Adrenergic Blockade Therapy. American Heart J. 2004, vol. 148, no. 5, pp. 910–914. doi: 10.1016/j.ahj.2004.04.035

11. Keteyian S. J., Kitzman D., Zannad F., Landzberg J., Arnold J. M., Brubaker P., Brawner C. A., Bensimhon D., Hellkamp A. S., Ewald G. Predicting Maximal HR in Heart Failure Patients Receiving β -Blockade Therapy. Medicine and Science in Sports and Exercise. 2012, vol. 44, no. 3, pp. 371–376. doi: 10.1249/MSS.0b013e318234316f

12. Almeida A. E., Stefani C. M., Nascimento J. A., Almeida N. M., Santos A. C., Ribeiro J. P., Stein R. An Equation for the Prediction of Oxygen Consumption in a Brazilian Population. Arquivos brasileiros de cardiologia. 2014, vol. 103, no. 4, pp. 299–307.

13. Lanier G. M., Zheng Qi, Wagman G., Tseng C.-H. Simple Prediction Formula for Peak Oxygen Consumption in Patients with Chronic Heart Failure. J. of Exercise Science & Fitness. 2012, vol. 10, no. 1, pp. 23–27. doi: 10.1016/j.jesf.2012.04.005

14. Froelicher V. F., Thompson A. J., Davis G., Stewart A. J., Triebwasser J. H. Prediction of Maximal Oxygen Consumption: Comparison of the Bruce and Balke Treadmill Protocols. Chest. 1975, vol. 68, no. 3, pp. 331–336. doi: 10.1378/chest.68.3.331

15. McArdle W. D., Katch F. I., Katch V. L. Essentials of Exercise Physiology. New York, Lippincott Williams & Wilkins, 2010, 790 p.

16. Krasichkov A. S., Grigoriev E. B., Nifontov E. M. Influence of Myographic Interference and Isoelectric Line Drift on Correlation Coefficient in Classification of Cardiac complexes. Biomedical Engineering. 2015, vol. 49, iss. 4, pp. 220–223. doi: 10.1007/s10527-015-9533-7

17. Krasichkov A. S., Grigoriev E. B., Bogachev M. I., Nifontov E. M. Shape Anomaly Detection under Strong Measurement Noise: an Analytical Approach to Adaptive Thresholding. Physical Review E. 2015, vol. 92, iss. 4, 042927. doi: 10.1103/PhysRevE.92.042927

Information about the authors

Alexander S. Krasichkov, Dr. Sci. (Eng.) (2017), Associate Professor of the Department of Radio System of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: statistical radio engineering; signal processing.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: krass33@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8120-3293>

Eliachim Mbazumutima, Master (2019) in Biotechnical Systems and Technologies, postgraduate student of the Department of Bioengineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 1 scientific publication. Area of expertise: digital processing of biomedical signals; machine learning; pattern recognition.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: eliachim2013@yandex.ru

Fabian Shikama, Master (2016) in Biotechnical Systems and Technologies, postgraduate student of the Department of Bioengineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. Area of expertise: digital processing of biomedical signals; prosthetics and rehabilitation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov Str., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: fshikama@mail.ru

Evgeny M. Nifontov, Dr. Sci. (Medicine) (2003), Professor (2009) of Pavlov First Saint Petersburg State Medical University. The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: fundamental medicine; cardiology.

Address: Pavlov First Saint Petersburg State Medical University, 6-8 L'va Tolstogo Str., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: nifontov@spmu.rssi.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 10.5 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 группам специальностей научных работников:

- 05.12.00 – "Радиотехника и связь" (05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии, 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций, 05.12.14 Радиолокация и радионавигация);
- 05.27.00 – "Электроника" (05.27.01 – Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника на квантовых эффектах, 05.27.02 – Вакуумная и плазменная электроника, 05.27.03 – Квантовая электроника, 05.27.06 – Технология и оборудование для производства полупроводников, материалов и приборов электронной техники);
- 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5 (05.11.01 – Приборы и методы измерения по видам измерений, 05.11.03 – Приборы навигации, 05.11.06 – Акустические приборы и системы, 05.11.07 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы, 05.11.08 – Радиоизмерительные приборы, 05.11.10 – Приборы и методы для измерения ионизирующих излучений и рентгеновские приборы, 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий, 05.11.14 – Технология приборостроения, 05.11.15 – Метрология и метрологическое обеспечение, 05.11.16 – Информационно-измерительные и управляющие системы (по отраслям), 05.11.17 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения, 05.11.18 – Приборы и методы преобразования изображений и звука).

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

Известия высших учебных заведений России. **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**
Journal of the Russian Universities. **RADIOELECTRONICS**

Том 23 № 1 2020

Vol. 23 No. 1 2020

Научный редактор А. М. Мончак
Редакторы: Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Выпускающий редактор И. Г. Скачек
Компьютерная верстка Е. И. Третьяковой

Science Editor A. M. Monchak
Editors: E. K. Dolgатов, I. G. Skachek
Publishing Editor I. G. Skachek
DTP Professional E. I. Tretyakova

Подписано в печать 27.02.20. Формат 60×84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая.

Уч.-изд. л. 14,17. Усл.-печ. л. 13,75. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 14.

Signed to print 27.02.20. Sheet size 60×84 1/8.

Educational-ed. liter. 14,17. Conventional printed sheets 13,75. Number of copies 300.

Printing plant 1–150 copies. Order no. 14.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

ETU Publishing house
5 Prof. Popov Str., St Petersburg 197376, Russia