



ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

россии

5

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

2018

Индекс по каталогу «Пресса России» 45818

Учредитель:

Федеральное государственное
автономное образовательное
учреждение высшего образования
«Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет "ЛЭТИ"
им. В. И. Ульянова (Ленина)»
(СПбГЭТУ "ЛЭТИ")

Журнал основан в 1998 г.
Издается 6 раз в год

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

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

Редакция журнала:

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

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

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

Главный редактор

В. Н. Малышев, д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

Редакционная коллегия:

Erkki Lahderanta, Prof. Dr., Технический университет г. Лаппеенранта (Финляндия)
Ferran Martin, Prof. Dr., Автономный университет г. Барселона (Испания)
Jochen Horstmann, Dr. rer. nat. Гельмгольц-центр г. Гестахт (Германия)
Matthias A. Hein, Prof., Dr. Rer. Nat. Habil., Технический университет г. Ильменау
(Германия)

Piotr Samczynski, Prof., Dr., Варшавский технологический университет, Институт
электронных систем

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

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

А. А. Монаков, д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения (ГУАП)

А. А. Потапов, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт радиотехники и электроники
им. В. А. Котельникова РАН (Москва)

Н. М. Рыскин, д.ф.-м.н., гл.н.с., Саратовский филиал ИРЭ РАН

С. В. Селищев, д.ф.-м.н., проф., НИУ Московский институт электронной техники

А. Л. Толстихина, д.ф.-м.н., Институт кристаллографии им. А. В. Шубникова
РАН (Москва)

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

В. А. Царев, д.т.н., проф., Саратовский государственный технический
университет им. Гагарина Ю.А.

Редакционный совет

председатель совета **В. М. Кутузов**,
д. т. н., проф. (Санкт-Петербург)

ответственный секретарь **В. А. Мейев**,
к. т. н., с. н. с. (Санкт-Петербург)

К. Е. Аббакумов, д. т. н., проф., СПб.

В. В. Алексеев, д. т. н., проф., СПб.

Е. М. Антонюк, д. т. н., проф., СПб.

В. М. Балашов, д. т. н., проф., СПб.

С. А. Баруздин, д. т. н., проф., СПб.

А. М. Боронахин, д. т. н., проф., СПб.

В. И. Веремьев, к. т. н., доц., СПб.

А. Г. Вострецов, д.т.н., проф., Новосибирск

А. А. Головкин, д. т. н., проф., СПб.

А. Д. Григорьев, д. т. н., проф., СПб.

В. П. Ипатов, д. т. н., проф., СПб.

Т. А. Исмаилов, д. т. н., проф., Махачкала.

Н. В. Лысенко, д. т. н., проф., СПб.

С. Б. Макаров, д. т. н., проф., СПб.

И. Г. Мироненко, д. т. н., проф., СПб.

В. А. Мошников, д. ф.-м. н., проф., СПб.

В. А. Обуховец, д. т. н., проф., Р. н/Д.

Б. А. Панченко, д. т. н., проф., Екатеринбург

В. А. Пахотин, д. ф.-м. н., проф., Калининград

А. Д. Плужников, д. т. н., проф., Нижний
Новгород

Н. Н. Потрахов, д. т. н., проф., СПб.

А. В. Соломонов, д. ф.-м. н., проф., СПб.

Р. М. Степанов, д. т. н., проф., СПб.

С. А. Тарасов, д. т. н., доц., СПб.

В. Н. Ушаков, д. т. н., проф., СПб.

И. Б. Федоров, академик РАН, д. т. н., проф., М.

Ю. В. Филатов, д. т. н., проф., СПб.

Д. В. Холодняк, д. т. н., проф., СПб.

В. А. Шевцов, д. т. н., проф., М.

З. М. Юлдашев, д. т. н., проф., СПб.

Научный редактор А. М. Мончак
Редакторы: Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек, Е. И. Третьякова
Выпускающий редактор И. Г. Скачек
Компьютерная верстка Е. С. Николаевой

Подписано в печать 22.11.18. Формат 60 × 84 1/8.
Бумага офсетная. Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».
Уч.-изд. л. 12,22. Усл.-печ. л. 11,75. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 177.



IZVESTIYA VYSSHIKH UCHEBNYKH ZAVEDENII ROSSII

RADIOELEKTRONIKA

JOURNAL OF THE RUSSIAN UNIVERSITIES

RADIOELECTRONICS

2018

5

Founder:

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

Founded in 1998
Issued 6 times a year

Editorial address:

Saint Petersburg
Electrotechnical
University "LETI",
5, Prof. Popov Str.,
197376, St. Petersburg,
Russia
Tel.: +7 (812) 234-1013
e-mail: radioelectronic@yandex.ru
http://re.eltech.ru

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

Science Editor A. M. Monchak
Editors: E. K. Dolgato, I. G. Skachek,
E. I. Tretyakova
Publishing Editor I. G. Skachek
DTP Professional E. S. Nikolaeva

Editor-in-Chief

Viktor N. Malyshev, Dr. Sci. (Eng.), Prof.,
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" (Russia)

Editorial Board

Matthias A. Hein, Prof. Dr. Rer. Nat. Habil., Technical University (Ilmenau, Germany)

Jochen Horstmann, Dr. rer. Nat., Helmholtz-Zentrum (Geesthacht, Germany)

Boris A. Kalinikos, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Saint Petersburg Electrotechnical
University "LETI" (Russia)

Erkki Lahderanta, Prof. Dr., Technical University (Lappeenranta, Finland)

Ferran Martin, Prof. Dr., Autonomous University (Barcelona, Spain)

Leonid A. Melnikov, Dr. Sc. in Mathematics and Physics, Prof., Yuri Gagarin State Technical
University of Saratov (Russia)

Andrey A. Monakov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., State University of Aerospace Instrumentation
(St. Petersburg, Russia)

Alexandr A. Potapov, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Institute of radio Engineering and
Electronics named after V.Kotelnikov, RAS (Moscow, Russia)

Nikita M. Ryskin, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Prof., Saratov Branch, Institute of
Radio Engineering and Electronics RAS (Saratov, Russia)

Piotr Samczynski, Prof. Dr., Warsaw University of Technology, Institute of Electronic
Systems (Warsaw, Poland)

Sergey V. Selishchev, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Prof., National Research
University of Electronic Technology (MIET) (Moscow, Russia)

Alla L. Tolstikhina, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Divisional Manager, Institute of
Crystallography named after A.Shubnikov, RAS (Moscow, Russia)

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

Aleksey B. Ustinov, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Prof., Saint Petersburg
Electrotechnical University "LETI" (Russia)

Editorial Council

Head of Editorial Council **Vladimir M. Kutuzov**,
Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Executive Secretary of Editorial Council **Vladislav A. Meyev**,
Cand. of Sci. (Eng.), Senior Research Scientist, ETU "LETI"

Konstantin E. Abbakumov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Vladimir V. Alekseev, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Eugeny M. Antonyuk, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Viktor M. Balashov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., "Radar-MMS"

Sergey A. Baruzdin, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Aleksandr V. Boronahin, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Igor B. Fedorov, Member of RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., MTU
named after N. Bauman

Yury V. Filatov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Aleksandr A. Golovkov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Andrey D. Grigoryev, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Valery P. Ipatov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Tagir A. Ismailov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., DSTU

Dvity V. Kholodnyak, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Nikolay V. Lyenko, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Sergey B. Makarov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Institute of Physics,
Nanotechnology and Telecommunication SPbPU

Igor G. Mironenko, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Vyacheslav A. Moshnikov, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Prof.,
ETU "LETI"

Viktor A. Obukhovets, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Southern Federal University

Boris A. Panchenko, Dr. Sci. (Eng.), Visiting Professor, Ural Federal
University

Valery A. Pakhotin, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Prof.,
Immanuel Kant Baltic Federal University

Anatoly D. Pluzhnikov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Nizhny Novgorod State
Technical University n.a. R.E. Alekseev

Nikolay N. Potrakhov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Alexandr V. Solomonov, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Prof.,
ETU "LETI"

Rudolf M. Stepanov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., NRI Electron

Sergey A. Tarasov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Vyacheslav A. Shevtsov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., MAI (National Research
University)

Viktor N. Ushakov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

Vladimir I. Veremyev, Cand. of Sci. (Eng.), Scientific Research
Institute "Prognoz"

Aleksey G. Vostretsov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Novosibirsk State
Technical University

Zafar M. Yuldashev, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

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

СОДЕРЖАНИЕ

—○ *Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов*

Гребенев М. С., Кондрашов А. В., Перепеловский В. В. Передача двоичных данных на хаотически сформированных несущих частотах	5
---	---

—○ *Проектирование и технология радиоэлектронных средств*

Озеркин Д. В., Чулков А. О. Повышение температурной стабильности выходного напряжения источника питания за счет анизотропии теплового поля его конструкции	13
--	----

—○ *Электродинамика, микроволновая техника, антенны*

Балландович С. В., Костиков Г. А., Антонов Ю. Г., Любина Л. М. Моделирование элементарной ячейки отражательных антенных решеток на кольцевых щелях.....	25
Григорьев А. Д. Новый волноводный метод измерения параметров диэлектриков	33

—○ *Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника*

Иванова Я. В., Яковлев Г. Е., Зубков В. И. Эмиссионные процессы взаимодействия квантовой ямы с донорным дельта-слоем в рНЕМТ-гетероструктурах.....	44
--	----

—○ *Электроника СВЧ*

Даниленко А. А., Стрыгин А. В., Михайлов Н. И., Перепеловский В. В., Паничев Я. Н., Марочкин В. В., Иванов В. Л. Программирование двухбитного pin-диода в среде Synopsys Sentaurus TCAD	51
---	----

—○ *Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн*

Пестерев И. С., Степанов Б. Г. Исследование широкополосной гидроакустической системы, содержащей преобразователи волноводного типа	60
--	----

—○ *Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий*

Нгуен Чонг Туен, Чан Чонг Хыу, Нгуен Мау Тхач, Юлдашев З. М. Система и алгоритм интеллектуальной обработки и анализа биомедицинских сигналов в системах удаленного мониторинга состояния здоровья человека.....	71
--	----

Правила для авторов статей	91
----------------------------------	----

CONTENTS

—◦ *Radio Electronic Facilities of Transmitting, Receiving and Processing of Signals*

Grebenev M. S., Kondrashov A. V., Perepelovsky V. V.

Binary Data Transmission on Chaotically Formed Carrier Frequencies..... 5

—◦ *Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities*

Ozerkin D. V., Chulkov A. O. Improvement of Power Supply Output Voltage

Temperature Stability by Means of Anisotropy of its Construction Thermal Field..... 13

—◦ *Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas*

Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Antonov Yu. G. , Liubina L. M.

Modeling of Ring-Slot-Element Floquet Cell for Reflectarray Antennas..... 25

Grogoriev A. D. New Waveguide Method for Dielectric Parameter Measurement..... 39

—◦ *Quantum, Solid-state, Plasma and Vacuum Electronics*

Ivanova Ya. V., Yakovlev G. E., Zubkov V. I. Emission Processes

of Quantum Well Interaction with Delta-Layer in PHEMT Heterostructures..... 44

—◦ *Microwave Electronics*

Danilenko A. A., Strygin A. V., Mikhailov N. I., Perepelovsky V. V., Panichev Ya. N.,

Marochkin V. V., Ivanov V. L. Programming 2-Bit Pin Diode in Synopsys TCAD 51

—◦ *Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio Waves*

Pesterev I. S., Stepanov B. G. Research of wideband hydro acoustic system,

containing transducers of waveguide type..... 60

—◦ *Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product Control Equipment*

Nguyen Trong Tuyen, Tran Trong Huu, Nguyen Mau Thach, Yuldashev Z. M.

System and Algorithm of Intelligent Biomedical Signal Processing and Analysis

for Human Health Status Remote Monitoring System 81

Author's Guide..... 91

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-5-12

УДК 621.396

М. С. Гребенев, А. В. Кондрашов, В. В. Перепеловский
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

ПЕРЕДАЧА ДВОИЧНЫХ ДАННЫХ НА ХАОТИЧЕСКИ СФОРМИРОВАННЫХ НЕСУЩИХ ЧАСТОТАХ

Аннотация. Впервые предложен и экспериментально исследован метод передачи и приема двоичных данных, использующий динамический хаос в качестве источника множества несущих частот. На стороне сервера формируется информационный сигнал в форме сетки частот с хаотически меняющимися частотами спектра, амплитуды которых соответствуют передаваемому информационному сообщению. На стороне клиента происходит восстановление передаваемой информации по хаотически выбранным спектральным окнам. Синхронизация генераторов динамического хаоса сервера и клиента происходит средствами TCP/IP-протокола. Предлагаемый метод обеспечивает передачу информационного сообщения по каналу связи совместно с фоновым сигналом, мощность которого в значительной степени превышает мощность информационного. Такое соотношение мощностей позволяет реализовать скрытную передачу информационного сообщения в двоичной форме. В качестве фонового сигнала может быть использован другой информационный сигнал, в частности, голосовое сообщение. Добавление маломощного сигнала в форме хаотически сформированной сетки частот не приводит к значительным изменениям фонового сигнала ни в спектральной, ни во временных областях. Таким образом, предлагаемый способ позволит реализовать вторичное использование канала связи. Исследовано влияние на соотношение сигнал-шум порядка фильтра, реализующего спектральные окна в приемнике, и ширины спектрального окна. Показана возможность снижения соотношения сигнал-шум при увеличении порядка фильтра и ширины спектрального окна.

Ключевые слова: динамический хаос, система уравнений Лоренца, методы передачи информационных сигналов, LabView

Для цитирования: Гребенев М. С., Кондрашов А. В., Перепеловский В. В. Передача двоичных данных на хаотически сформированных несущих частотах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 5. С. 5–12. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-5-12

Maksim S. Grebenev, Alexander V. Kondrashov, Vadim V. Perepelovsky
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

BINARY DATA TRANSMISSION ON CHAOTICALLY FORMED CARRIER FREQUENCIES

Abstract. In this paper, the method of binary data transmission and receiving is first suggested and experimentally investigated. The method uses dynamical chaos as a source of multiple carrier frequencies. On the server side, the transmitter configures informational signal in the form of frequency grid with chaotically varying frequencies of the spectrum with their amplitudes corresponding to transmitted information message. On the client side, the transmitted information is re-stored using chaotically selected spectral windows. Synchronization of the server and client dynamic chaos generators is achieved by means of TCP/IP protocol. Suggested method is based on combined transmission of information message via transmission channel and background signal. Power of background signal significantly exceeds power of informational one. The method allows using different informational signal as a background signal, such as voice message. The addition of low power chaotically formed frequency grid signal does not lead to significant background signal formation either in spectral or in

time domain. Thus, the described method allows repeated application of the transmission channel. The effect of signal-to-noise ratio of the order of the filter implementing the spectral windows in the receiver and the width of the spectral window is investigated. Signal-to-noise ratio can be reduced with increasing filter order and spectral window width.

Key words: dynamical chaos, Lorenz equations system, data transmission methods, LabView

For citation: Grebenev M. S., Kondrashov A. V., Perepelovsky V. V. Binary Data Transmission on Chaotically Formed Carrier Frequencies. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 5, pp. 5–12. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-5-12 (In Russian)

Введение. Непрерывно растущие требования, предъявляемые к информационно-телекоммуникационным системам, обуславливают необходимость поиска новых способов передачи информационных сигналов, новых методов ввода информационных сигналов в несущее колебание, возможности вторичного использования занятых каналов связи, повышения уровня скрытности передаваемых сигналов и др. Решить ряд перечисленных задач можно используя динамический хаос. Интерес к исследованию методов генерации динамического хаоса объясняется возможностью использования его в качестве несущего колебания в телекоммуникационных системах [1]–[3], радарных системах [4]–[7], при разработке систем генерации случайных чисел [8], [9], а также в системах радиоосвещения [10].

Основным явлением, используемым при построении приемопередающих систем на динамическом хаосе, является хаотическая синхронизация. Одним из первых способов передачи информационных сигналов с использованием хаоса была хаотическая маскировка [1], позволяющая передавать непрерывные информационные сигналы. Для передачи цифровых сигналов можно использовать переключение хаотических режимов или модулирование параметров генератора хаотического сигнала [11]–[13]. Однако этим методам свойственна сильная чувствительность к шуму в канале связи. Также серьезным недостатком является необходимость создания двух идентичных генераторов в приемнике и передатчике. Зачастую задача построения идентичных генераторов оказывается сложной. Вместе с тем в ряде случаев существует возможность реконструкции параметров передающего генератора и последующего дешифрования информационного сообщения третьей стороной. Решить проблемы устойчивости к шумам и необходимости построения двух идентичных хаотических генераторов можно используя обобщенную хаотическую синхронизацию для построения приемопередающего тракта [14], [15]. Однако в таком случае возникают сложности при извлечении информационного сигнала в приемнике.

Постановка задачи. Цель настоящей статьи – представить принципиально новый способ скрытой передачи информационного цифрового сигнала с помощью динамического хаоса, который позволил бы решить задачу устойчивости к шуму.

Впервые описывается способ скрытой передачи информационного сигнала между двумя компьютерами с помощью протокола TCP/IP посредством использования динамического хаоса. Важной особенностью предложенного способа является то, что динамический хаос используется не в качестве несущего колебания, а в качестве источника множества несущих частот информационного колебания.

Основная часть. Алгоритм работы передатчика показан на рис. 1. Предлагаемый способ передачи схож с хаотической маскировкой. Информационный сигнал B подмешивается к фоновому сигналу A . Подмешивание осуществляется в соответствии с выражением $!B \cdot A$ (знак "!" обозначает логическую операцию инверсии, производимую над сигналом B). Поскольку спектры информационного и фонового сигналов находятся в одном диапазоне частот, то приведенный способ подмешивания заменяет соответствующие части в спектре фонового сигнала на спектр информационного. Соотношение мощностей фонового и информационного сигналов таково, что при их суммировании невозможно выделить спектр информационного сигнала.

Важной отличительной особенностью предлагаемого метода является то, что для скрытия информационного сигнала используется фоновый нехаотический сигнал, который может представлять собой некоторое дополнительное информационное сообщение, передаваемое открыто. Информационное сообщение представляет собой двоичный код, состоящий из восьми бит. Информационный сигнал в форме сетки частот формируется с помощью восьми генераторов монохроматического сигнала. Значения частот каждого монохроматического сигнала определяются решением системы уравнений, демонстрирующих хаотическое поведение. В настоящей статье в качестве такой системы была выбрана система

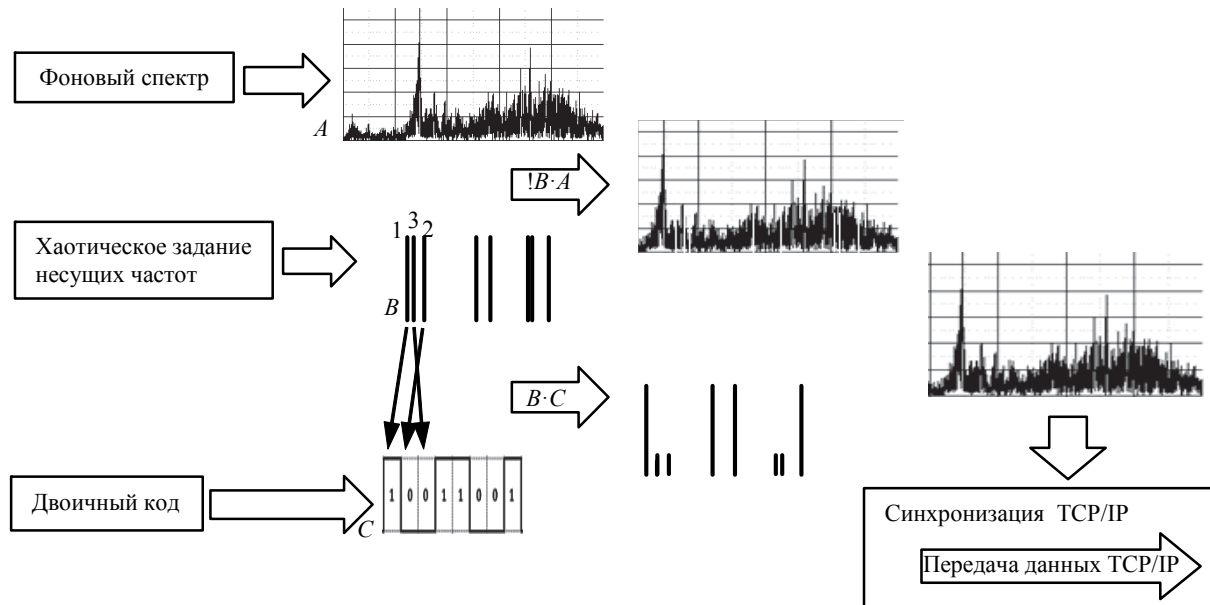


Рис. 1

уравнений Лоренца [16]. Амплитуды каждой из восьми гармоник соответствуют значению бита. Большая амплитуда соответствует логической единице, а меньшая – логическому нулю. Описанный способ формирования информационного сигнала эквивалентен побитовому произведению амплитуды отдельных гармоник на соответствующий бит. Сигналы как большой, так и маленькой амплитуды по мощности значительно слабее фонового. На следующем этапе суммируются спектры фонового и информационного сигналов. Далее выполняется обратное преобразование Фурье, полученная временная реализация оцифровывается и передается в цепь связи средствами протокола TCP/IP.

На рис. 2 показан алгоритм работы приемника. После приема сигнала A выполняется преобразование Фурье для получения его частотного

спектра. В приемнике используется точно такая же система уравнений Лоренца, как и в передатчике. Параметры и начальные условия работы хаотической системы выбраны такими, чтобы системы приемника и передатчика работали синхронно. Синхронизация достигается использованием особенностей организации протокола TCP/IP. Хаотическая система приемника (уравнения Лоренца) генерирует набор из восьми частот. Благодаря синхронизации эти частоты в точности соответствуют частотам, сгенерированным системой Лоренца, использованной в передатчике. Далее на полученных частотах из спектра принятого сигнала вырезаются узкие спектральные окна и измеряется мощность сигнала в этих окнах, что эквивалентно произведению спектра полученного сигнала на спектр сгенерированной сетки частот ($B \cdot A$) на каждой отдельной частоте. Уро-

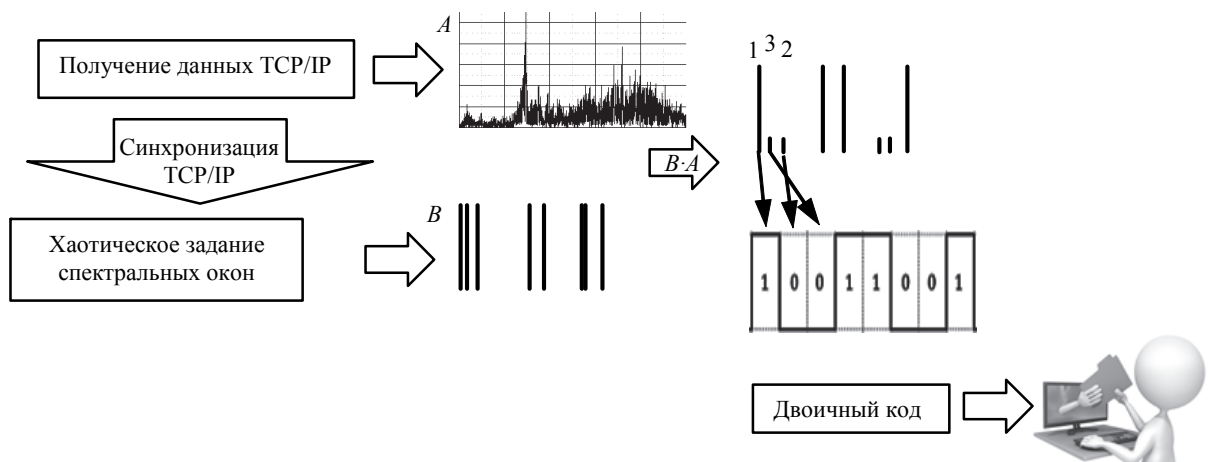


Рис. 2

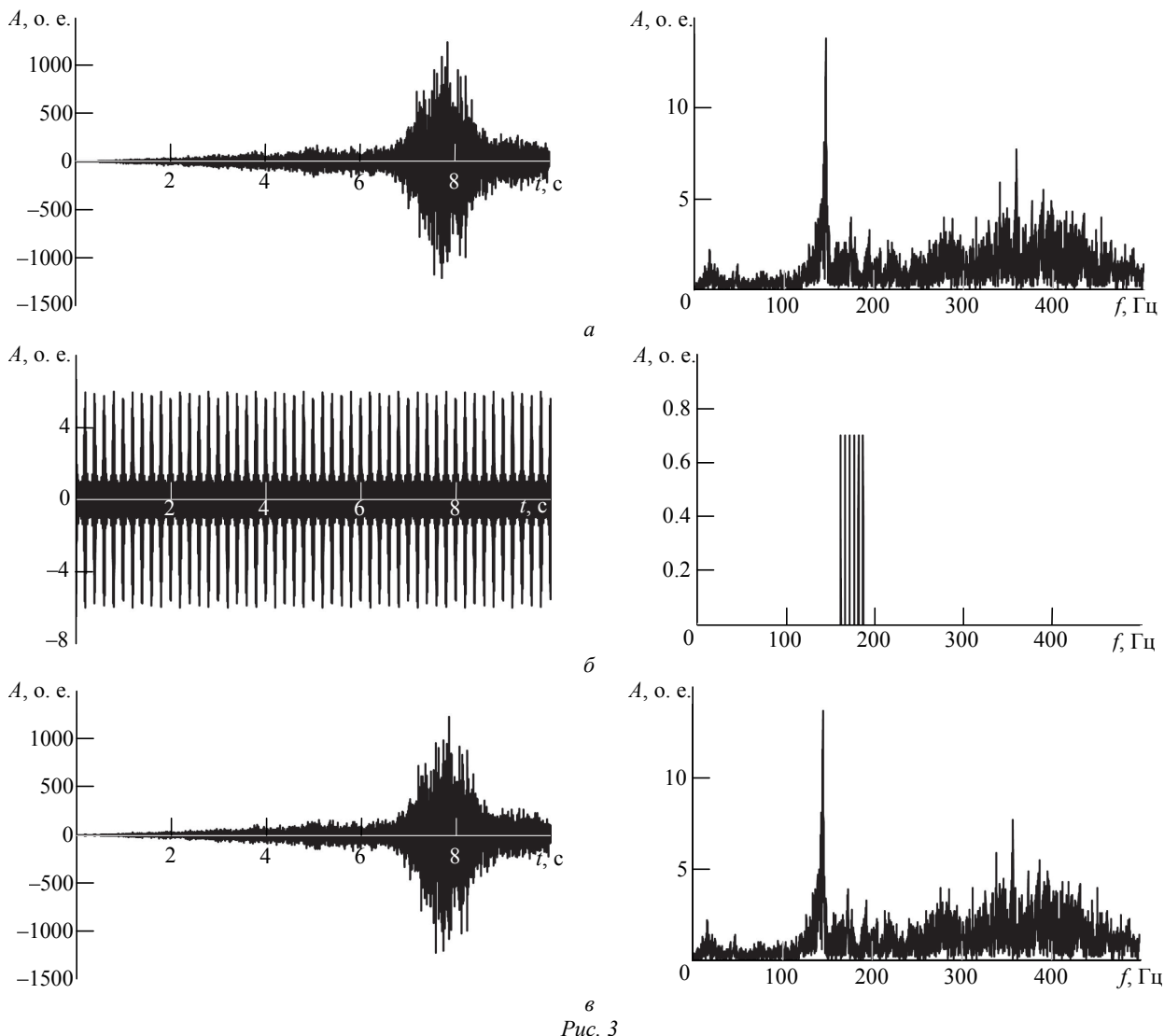


Рис. 3

вень мощности определяет значение соответствующего бита. Большей мощности соответствует логическая единица, а меньшей – логический ноль.

Таким образом, скрытность достигается двумя способами. Во-первых, частоты гармоник сетки частот информационного сигнала изменяются хаотически; во-вторых, мощность информационного сигнала значительно меньше мощности фонового сигнала.

Работоспособность предложенного алгоритма проверялась с помощью созданных в среде LabView программ, моделирующих работу приемного и передающего модулей. Программы запускались на удаленных компьютерах. Связь между компьютерами осуществлялась по протоколу TCP/IP.

В основе программ каждого из модулей лежал цикл, реализующий численное решение системы уравнений Лоренца [16]. В качестве фонового сигнала использовалась аудиозапись длительностью 10 с. Временная реализация и частотный

спектр фонового сигнала показаны на рис. 3, а. Из рисунка видно, что максимум спектральной плотности находился вблизи 150 Гц.

На рис. 3, б показаны временная реализация и частотный спектр информационного сигнала. Информационный сигнал соответствует передаче числа 252, которое в двоичной системе записывается как 11111100. Поскольку в двоичной системе 6 единиц и 2 нуля, то и в спектре сетки частот только 6 гармоник. Амплитуды каждого из сигналов сетки частот значительно меньше амплитуды фонового сигнала, а их частоты находятся вблизи максимума спектральной плотности фонового сигнала. Следует отметить, что представленные картинки описывают мгновенные значения частот информационного сигнала, т. е. в следующий момент времени частоты гармоник сетки частот информационного сигнала хаотически изменятся.

На рис. 3, в представлены спектры и временные реализации "суммарного" сигнала, получаемо-

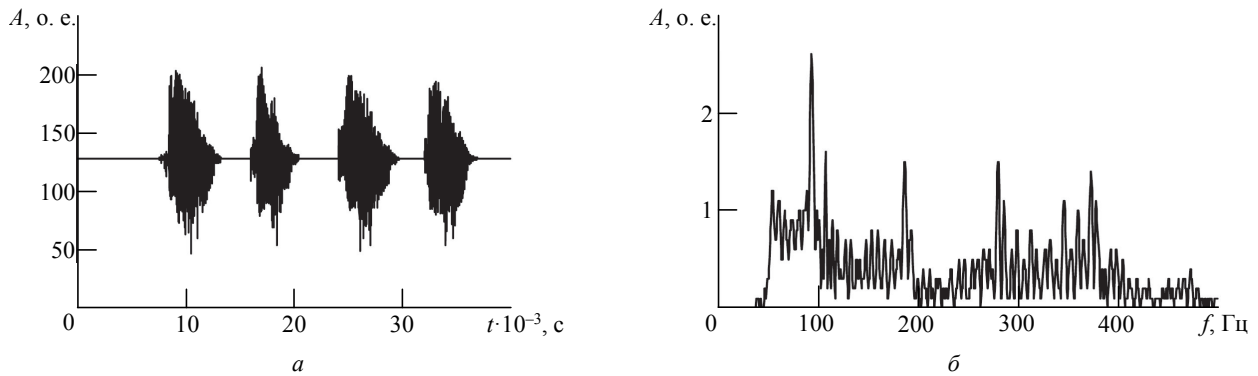


Рис. 4

го в соответствии с описанным ранее алгоритмом. Из графиков видно, что информационный сигнал не заметен ни в спектральной, ни во временной областях. На передатчике из принятого сигнала информационное сообщение извлекалось с высокой точностью. Поскольку суммирование информационного и фоновых сигналов производится прямо перед вводом сигнала в цепь связи, то влияние шумов определяется степенью помехозащитности протокола TCP/IP.

Важно отметить, что в качестве фоновых сигналов можно использовать другой информационный сигнал, в частности, голосовое сообщение. Добавление слабого сигнала в форме сетки частот не изменит его существенно. Таким образом, предлагаемый способ позволит повторно использовать канал связи.

При добавлении информационного сигнала к голосовому сообщению спектр "суммарного" сигнала изменится, поэтому необходим анализ влияния полосно-запирающих фильтров на спектр фоновых сигналов. Для эксперимента в качестве фоновых сигналов было записано голосовое сообщение низким мужским голосом. Запись была проведена несколько раз для выявления изменения в спектре фоновых сигналов, связанного с различным прочтением фразы. Произносилась фраза "three, two, one, go!", на

рис. 4, а показана временная реализация, а на рис. 4, б – частотный спектр получившегося сигнала. Передаваемое информационное сообщение соответствовало числу 128. В двоичной системе это число записывается как 10000000. Для данного эксперимента частоты гармоник сетки частот задавались с помощью системы уравнений Лоренца один раз. В данном случае значения частот составили: 104, 150, 210, 275, 300, 365, 410, 450 Гц соответственно от старшего до младшего бита сообщения. Поскольку передаваемое сообщение содержало лишь одну единицу, то сформированный информационный сигнал состоял из одной гармоники на частоте 104 Гц. К полученным временным реализациям фоновых сигналов в соответствии с ранее описанным методом добавлялось информационное сообщение. Далее оценивалось, что сильнее изменяет форму спектра и временной реализации передаваемого по каналу связи сигнала – другое произношение фоновых сигналов или добавление информационного сигнала.

Обсуждение результатов. Рассмотрим влияние добавления информационного сигнала к фоновому в соответствии с описанным алгоритмом на форму спектра. На рис. 5 показан фрагмент спектра фоновых сигналов с записанным логическим нулем (рис. 5, а) и единицей (рис. 5, б) на частоте 104 Гц. Положение соответствующей гар-

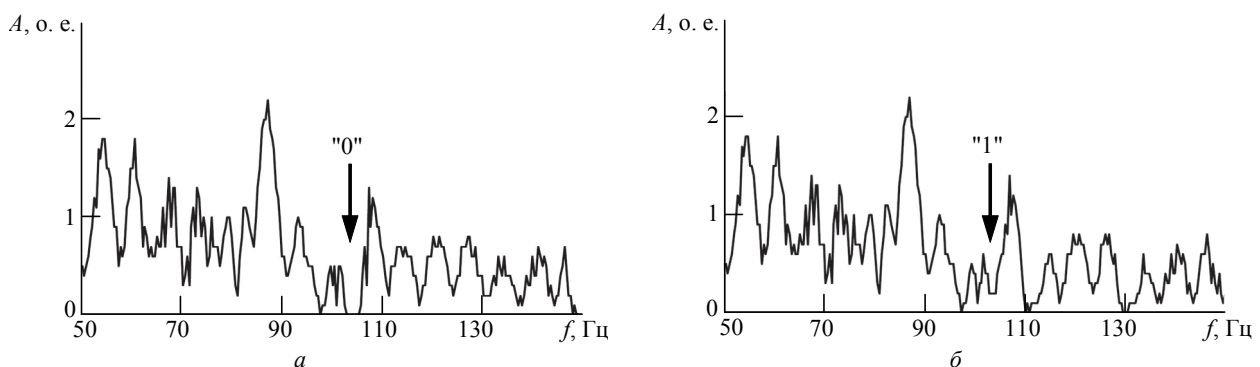


Рис. 5

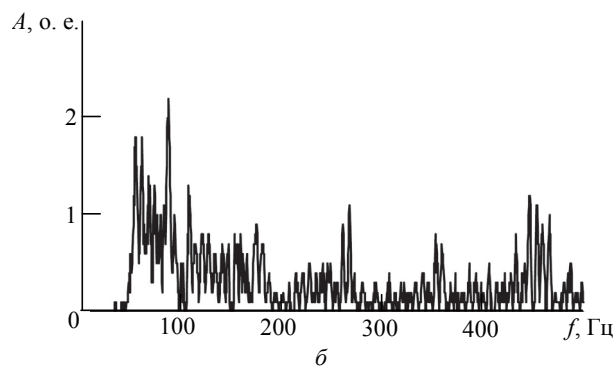
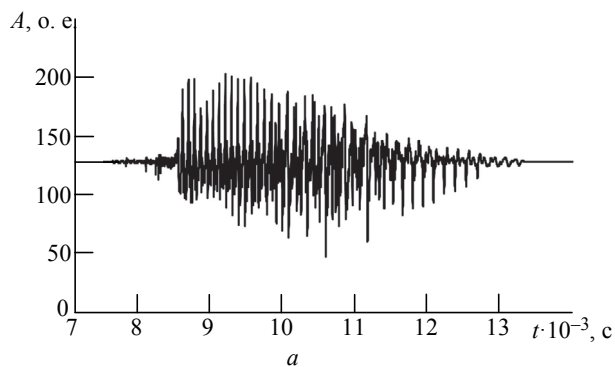


Рис. 6

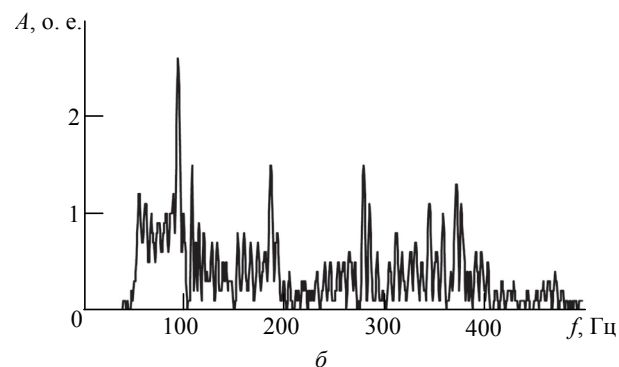
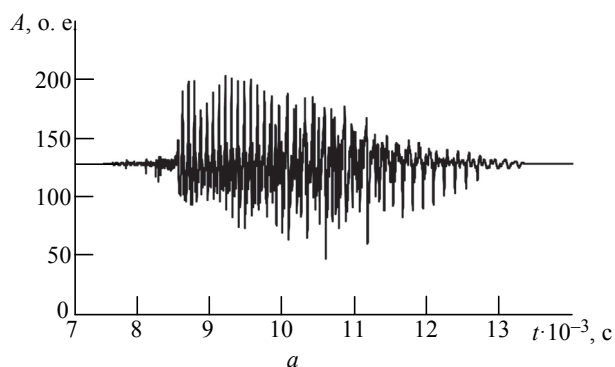


Рис. 7

моники информационного сигнала показано стрелкой. Из рисунка видно, что влияние на спектр незначительно, хотя и заметно.

Рассмотрим теперь влияние повторного произнесения фоновой фразы на частотный спектр и форму временной реализации суммы информационного и фоновых сигналов. На рис. 6 и 7 представлены временные реализации (рис. 6, а и 7, а) и спектральные характеристики (рис. 6, б и 7, б) одного и того же фрагмента фонового сигнала, произнесенного 2 раза с добавленным к ним информационным сообщением. Из рисунков видно, что повторное произношение той же самой фразы значительно изменяет форму сигнала в спектральной области. В спектре фонового сигнала появляются новые гармоники. Таким образом, из рис. 5–7 можно сделать вывод, что изменения, вносимые информационным сигналом, незначительны по сравнению с изменениями, возникающими в результате различного прочтения одной и той же фразы фонового сигнала. Не зная заранее частоты гармоник информационного сообщения, определить их положение представляет нетривиальную задачу.

Учитывая, что в ходе передачи информационного сообщения частоты гармоник информационного сигнала изменяются хаотически, выделить информационное сообщение не представляется возможным.

Рассмотрим влияние полосы пропускания цифрового фильтра (ширины спектрального окна) и порядка цифрового фильтра на допустимое значе-

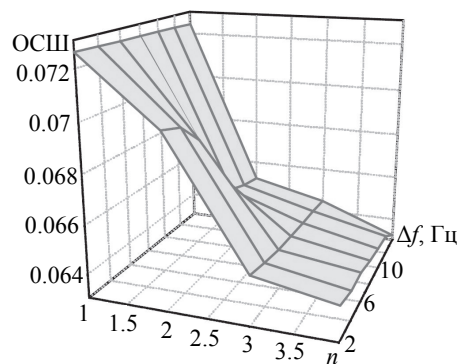


Рис. 8

ние отношения полезный сигнал/шум (ОСШ). В описываемом способе использовались полосно-пропускающий и полосно-запирающий фильтры Чебышева. Как видно из графика (рис. 8), увеличивая ширину спектрального окна и порядок цифрового фильтра, можно уменьшить ОСШ, т. е. добиться большей скрытности передаваемого сигнала. Обратной стороной увеличения ширины полосы пропускания цифрового фильтра является искажение спектра исходного фонового сигнала. Увеличение порядка цифрового фильтра приводит к росту времени обработки передаваемого сигнала.

Компромисс между скоростью обработки сигнала и уровнем модификации спектра фонового сигнала для фильтра Чебышева, реализованного в среде LabView, определяется следующими значениями: порядок фильтра – 3; ширина полосы пропускания фильтра – 2 Гц.

Выводы и заключение. Впервые предложен и исследован новый метод передачи информационного сигнала по цифровым каналам связи. В отличие от ранее разработанных методов в предлагаемом методе динамический хаос используется не в качестве несущего или фоновых сигнала, а в качестве источника значений несущих частот для передаваемых двоичных данных на стороне пере-

датчика и для определения положения спектральных окон на стороне приемника. Такой метод обеспечивает скрытую передачу цифровых данных в каналах связи, основанных на TCP/IP-протоколе. Вместе с тем использование в качестве фоновых сигнала голосовых сообщений или иных информационных сообщений позволят повторно использовать канал связи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дмитриев А. С., Панас А. И. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи. М.: Физматлит, 2002. 252 с.
2. Chaos-Based Communications at High Bit Rates Using Commercial Fibre-Optic Links / A. Argyris, D. Syvridis, L. Larger, V. Annovazzi-Lodi, P. Colet, I. Fischer, J. Garcia-Ojalvo, C. R. Mirasso, L. Pesquera, K. A. Shore // Nature. 2005. Vol. 438 (7066). P. 343–346.
3. Chaotic Ultra-Wideband Over Fiber Link Based on Optical Feedback Laser Diode / M. Zhang, J. Zheng, A. Wang, Y. Wang, J. Jiang, T. Liu // Microwave and optical technology letters. 2013. Vol. 55, № 7. P. 1504–1507.
4. Flores B. C., Solis E. A., Thomas G. Chaotic Signals for Wideband Radar Imaging // Intern. Society for Optics and Photonics. 2002. Vol. 4727. P. 100–111.
5. Radar Signal Design Using Chaotic Signals / A. Ashtari, G. Thomas, H. Garces, B. C. Flores // Intern. Waveform Diversity and Design Conf., Pisa, Italy, June 4–8, 2007. Piscataway: IEEE, 2007. P. 353–357.
6. Principles of Chaotic Signal Radar / Z. Liu, X. Zhu, W. Hu, F. Jiang // Intern. J. of Bifurcation and Chaos. 2007. Vol. 17. P. 1735–1739.
7. Lin F. Y., Liu J. M. Chaotic Radar Using Nonlinear Laser Dynamics // IEEE J. Quantum Electron. 2004. Vol. 40, № 6. P. 815–820.
8. Implementation of 140 Gb/s True Random Bit Generator Based on a Chaotic Photonic Integrated Circuit / A. Argyris, S. Deligiannidis, E. Pikasis, A. Bogris, D. Syvridis // Optics express. 2010. Vol. 18, iss. 18. P. 18763–18768.
9. Akgul A., Li C., Pehlivan I. Amplitude Control Analysis of a Four-Wing Chaotic Attractor, its Electronic Circuit Designs and Microcontroller-Based Random Number Generator // J. Circuit syst comp. 2017. Vol. 26, № 12. Art. 1750190.
10. Dmitriev A. S., Efremova E. V. Radio-Frequency Illumination Sources Based on Ultrawideband Microgenerators of Chaotic Oscillations // Tech. Phys. Lett. 2017. Vol. 43, iss. 1. P. 42–45.
11. Dedieu H., Kennedy M. P., Hasler M. Chaos Shift Keying: Modulation and Demodulation of a Chaotic Carrier Using Self-Synchronizing Chua's Circuits // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing. 1993. Vol. 40, № 10. P. 634–642.
12. Yang T., Chua L. O. Secure Communication via Chaotic Parameter Modulation // IEEE Trans. Circuits Syst.: I Regular Papers. 1996. Vol. 43, iss. 9. P. 817–819.
13. Pat. US № 5291555. Communication Using Synchronized Chaotic Systems / K. Cuomo, A. Oppenheim. 1994.
14. Terry J. R., VanWiggeren G. D. Chaotic Communication Using Generalized Synchronization // Chaos, Solitons and Fractals. 2000. Vol. 12. P. 145–152.
15. Koronovskii A. A., Moskalenko O. I., Hramov A. E. On the Use of Chaotic Synchronization for Secure Communication // Physics-Uspekhi (Advances in Physical Sciences). 2009. Vol. 52, № 12. P. 1213–1239.
16. Lorenz E. N. Deterministic Nonperiodic Flow // J. of the Atmospheric Sciences. 1963. Vol. 20. P. 130–141.

Статья поступила в редакцию 27 сентября 2018 г.

Гребенев Максим Сергеевич – бакалавр по направлению "Электроника и нанoeлектроника" (2018), магистрант 1-го курса Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – динамический хаос, методы передачи информационных сигналов.

E-mail: magrebenev@yandex.ru

Кондрашов Александр Викторович – кандидат физико-математических наук (2012), доцент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 26 научных работ. Сфера научных интересов – нелинейная волновая динамика и хаос; солитоны; радиофотоника.

E-mail: avkondrashov@etu.ru

Переловский 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 работ. Сфера научных интересов – хаос; моделирование приборов твердотельной электроники.

E-mail: vvp@1024.ru

REFERENCES

1. Dmitriev A. S., Panas A. I. *Dinamicheskii khaos: no-vye nositeli informatsii dlya sistem svyazi* [Dynamic Chaos: Novel Type of Information Carrier for Communication Systems]. M.; Fizmatlit, 2002, 252 p. (In Russian)
2. Argyris A., Syvridis D., Larger L., Annovazzi-Lodi V., Colet P., Fischer I., Garcia-Ojalvo J., Mirasso C. R., Pesquera L., Shore K. A. Chaos-Based Communications at High Bit Rates Using Commercial Fibre-Optic Links. *Nature*. 2005, vol. 438 (7066), pp. 343–346.
3. Chaotic Ultra-Wideband Over Fiber Link Based on Optical Feedback Laser Diode. *Microwave and optical technology letters*. 2013, vol. 55, no. 7, pp. 1504–1507.
4. Flores B. C., Solis E. A., Thomas G. Chaotic Signals for Wideband Radar Imaging. *International Society for Optics and Photonics*. 2002, vol. 4727, pp. 100–111.
5. Ashtari A., Thomas G., Garces H., Flores B. C. Radar Signal Design Using Chaotic Signals. *International Waveform Diversity and Design Conference, Pisa, Italy, June 4–8, 2007. Piscataway, IEEE*, 2007, pp. 353–357.
6. Liu Z., Zhu X., Hu W., Jiang F. Principles of Chaotic Signal Radar. *International Journal of Bifurcation and Chaos*. 2007, vol. 17, pp. 1735–1739.
7. Lin F. Y., Liu J. M. Chaotic Radar Using Nonlinear Laser Dynamics. *IEEE J. Quantum Electron*. 2004, vol. 40, no. 6, pp. 815–820.
8. Argyris A., Deligiannidis S., Pikasis E., Bogris A., Syvridis D. Implementation of 140 Gb/s True Random Bit Generator Based on a Chaotic Photonic Integrated Circuit. *Optics express*. 2010, vol. 18, iss. 18, pp. 18763–18768.
9. Akgul A., Li C., Pehlivan I. Amplitude Control Analysis of a Four-Wing Chaotic Attractor, its Electronic Circuit Designs and Microcontroller-Based Random Number Generator. *J Circuit syst comp*. 2017, vol. 26, no. 12, Art. 1750190.
10. Dmitriev A. S., Efremova E. V. Radio-Frequency Illumination Sources Based on Ultrawideband Microgenerators of Chaotic Oscillations. *Tech. Phys. Lett*. 2017, vol. 43, iss. 1, pp. 42–45.
11. Dedieu H., Kennedy M. P., Hasler M. Chaos Shift Keying: Modulation and Demodulation of a Chaotic Carrier Using Self-Synchronizing Chua's Circuits. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 1993, vol. 40, no. 10, pp. 634–642.
12. Yang T., Chua L. O. Secure Communication via Chaotic Parameter Modulation. *IEEE Trans. Circuits Syst.: I Regular Papers*. 1996, vol. 43, iss. 9, pp. 817–819.
13. Cuomo K., Oppenheim A. Communication Using Synchronized Chaotic Systems. *US Patent № 5291555*, 1994.
14. Terry J. R., VanWiggeren G. D. Chaotic Communication Using Generalized Synchronization. *Chaos, Solitons and Fractals*. 2000, vol. 12, pp. 145–152.
15. Koronovskii A. A., Moskalenko O. I., Hramov A. E. On the Use of Chaotic Synchronization for Secure Communication. *Physics-Uspekhi (Advances in Physical Sciences)*. 2009, vol. 52, no. 12, pp. 1213–1239.
16. Lorenz E. N. Deterministic Nonperiodic Flow. *Journal of the Atmospheric Sciences*. 1963, vol. 20, pp. 130–141.

Received September, 27, 2018

Maksim S. Grebenev – Bachelor's Degree in Electronics and Nanoelectronics (2018), Master's Degree Student of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Area of expertise: dynamic chaos, information signaling methods. E-mail: magrebenov@yandex.ru

Alexander V. Kondrashov – Ph.D. in Physics and Mathematics (2012), Associate Professor of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 26 scientific publications. Area of expertise: nonlinear wave dynamics and chaos; solitons; radiophotonics. E-mail: avkondrashov@etu.ru

Vadim V. Perepelovsky – Ph.D. in Physics and Mathematics (1992), Associate Professor (1995) of the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: chaos; simulation of solid-state electronics devices. E-mail: vvp@1024.ru

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-13-24

УДК 621.3.019.34

Д. В. Озеркин

*Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
пр. Ленина, д. 40, г. Томск, 634050, Россия*

А. О. Чулков

*Национальный исследовательский Томский политехнический университет
пр. Ленина, д. 30, г. Томск, 634050, Россия*

ПОВЫШЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛЬНОСТИ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ЗА СЧЕТ АНИЗОТРОПНОСТИ ТЕПЛОВОГО ПОЛЯ ЕГО КОНСТРУКЦИИ

Аннотация. Рассмотрен метод термостабилизации выходного напряжения прецизионного источника питания за счет анизотропности теплового поля его конструкции. Показана взаимосвязь схемотехнического и конструкторско-топологического аспектов обеспечения температурной стабильности прецизионного источника питания. В теоретической части исследования введено понятие локальной группы электрорадиоизделий, расположенных на изотермической линии плоскости несущей конструкции. Сформулированы свойства локальных групп и условия обеспечения топологической термокомпенсации. Поставлены две основные прикладные задачи, решение которых обеспечивает термостабилизацию выходных параметров электронных средств методом топологической термокомпенсации с применением регрессионного анализа. В экспериментальной части исследования проведен анализ температурной стабильности выходного напряжения двух конструктивных вариантов прецизионного источника, отличающихся отсутствием и наличием топологической термокомпенсации. Обосновано применение зарубежной элементной базы для целей экспериментальной части исследования. Показано, что математической моделью по обеспечению топологической термокомпенсации для конструктивного варианта с улучшенной температурной стабильностью является уравнение температурной погрешности. Сравнительный анализ двух конструктивных вариантов показал улучшение температурной стабильности выходного напряжения за счет применения топологической термокомпенсации на 8 %. Полученный результат может оказаться удовлетворительным в условиях ограничений в техническом задании на применение иной элементной базы и/или иных методов термостабилизации.

Ключевые слова: электронное средство, электрорадиоизделие, температурная стабильность, топологическая термокомпенсация, схемотехнический симулятор, SPICE модель, факторный эксперимент, регрессионный анализ, уравнение температурной погрешности

Для цитирования: Озеркин Д. В., Чулков А. О. Повышение температурной стабильности выходного напряжения источника питания за счет анизотропности теплового поля его конструкции // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 5. С. 13–24. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-13-24

Denis V. Ozerkin

*Tomsk State University of Control System and Radioelectronics
40, Lenin Pr., 634050, Tomsk, Russia*

Arseniy O. Chulkov

*National Research Tomsk Polytechnic University
30, Lenin Pr., 634050, Tomsk, Russia*

IMPROVEMENT OF POWER SUPPLY OUTPUT VOLTAGE TEMPERATURE STABILITY BY MEANS OF ANISOTROPY OF ITS CONSTRUCTION THERMAL FIELD

Abstract. The article considers the method of thermal stabilization for precision power supply output voltage by means of anisotropy of the construction thermal field. Interdependency between schematic and design-topological aspects of precision power supply temperature assurance is shown. In theoretical part of the paper, the concept of electronic component local group arranged on isothermal line of the supporting structure plane is introduced. The local group characteristics and conditions for ensuring topological thermocompensation are formulated. The authors propose the solution for two basic applied problems that provides temperature stabilization of electronic devices output parameters by topological temperature compensation using regression analysis. The experimental part of the paper provides the analysis of the output voltage temperature stability for two design versions which differ by availability of topological thermocompensation. The reason of foreign element base use for the purposes of the experimental part of the study is explained. It is shown that the global mathematical model for providing topological thermocompensation for a design option with improved temperature stability is the temperature error equation. A comparative analysis of the two construction options shows 8 % improvement of output voltage temperature stability due to topological thermocompensation. The obtained result may prove to be satisfactory under technical assignment for the use of a different element base and / or other methods of thermal stabilization.

Key words: electronic device, electrical part, temperature stability, topological thermocompensation, circuit simulator, SPICE model, factor experiment, regression analysis, temperature error equation

For citation: Ozerkin D. V., Chulkov A. O. Improvement of Power Supply Output Voltage Temperature Stability by Means of Anisotropy of its Construction Thermal Field. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 5, pp. 13–24. (In Russian) doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-13-24

Введение. Термокомпенсация как метод повышения температурной стабильности основана на взаимном влиянии параметров электрорадиоизделий (ЭРИ) на выходной параметр электронного средства (ЭС). Пусть $a_1 = f_{ij}(T)$ и $a_2 = f_{pk}(T)$ – законы изменения j -го параметра для i -го ЭРИ и k -го параметра для p -го ЭРИ от температуры соответственно. Тогда для осуществления термокомпенсации должны выполняться следующие условия:

$$\begin{cases} |f_{ij}(T)| = |f_{pk}(T)|; \\ |T_i - T_p| \Rightarrow 0. \end{cases} \quad (1)$$

С расширением диапазона рабочих температур ΔT , как отмечается в [1], термокомпенсация затруднена, поскольку мала вероятность полного совпадения законов изменения термозависимых параметров ЭРИ $a_1 = f_{ij}(T)$ и $a_2 = f_{pk}(T)$. Условия (1) справедливы только для случая изначального равенства рабочих температур ЭРИ, т. е. равномерности температурного поля. Однако условия (1) не учитывают особенности реального конструктивного исполнения ЭС, следовательно, (1) – это случай схемотехнической термокомпенсации параметров ЭРИ. Иначе говоря, схемотехническая термокомпенсация подразумевает такую абстрактную несущую конструкцию ЭС (плата, подложка и т. п.),

свойства которой не влияют на параметры ЭРИ. В большинстве практических случаев, наоборот, свойства несущей конструкции ЭС оказывают непосредственное влияние на размещенные ЭРИ и при некотором условии приводят к эффекту топологической термокомпенсации. Для обеспечения топологического аспекта термокомпенсации необходимо, чтобы помимо (1) выполнялось условие

$$|f_{ij}(T, x_i, y_i)| = |f_{pk}(T, x_p, y_p)|,$$

где x_i , y_i и x_p , y_p – координаты точек привязки i -го и p -го ЭРИ на несущей конструкции ЭС.

В отечественной печати существует ряд научных исследований, посвященных проблеме повышения температурной стабильности топологическими методами и средствами. Так, в [2] приведены многочисленные примеры проектирования ЭС, отличающихся устойчивостью к температурным воздействиям со стороны объекта установки и климатических воздействий, а также высокой температурной стабильностью параметров. В [3] введено понятие топологической локальной группы ЭРИ в условиях неравномерного температурного поля платы (подложки), обладающей малым коэффициентом теплопроводности. В [4] описан вариант гибридно-пленочного микротермостата, в котором повышение точности термостатирования достигается в том числе топологическими особенностями конструкции.

В зарубежных научных публикациях также исследуется влияние топологии конструкции на температурную стабильность выходных параметров ЭС. Например, в [5] описана технологическая процедура компенсации температурной погрешности, которая позволяет получить высокостабильный температурный датчик в интегральном исполнении. Авторы отмечают, что точность показаний датчика при этом повысилась в 5 раз в интервале температур от 0 до 100 °С.

Анализ [1]–[5] позволяет утверждать следующее:

- отечественные и зарубежные авторы отмечают зависимость пространственного расположения термочувствительных ЭРИ на температурную стабильность выходных параметров ЭС;
- проблема топологической термокомпенсации параметров ЭРИ, являясь актуальной, еще не исследована в должной степени;
- термокомпенсация наиболее эффективна в относительно узком температурном диапазоне.

В представленной статье поставлена следующая задача. Требуется достичь повышения температурной стабильности выходного напряжения прецизионного источника за счет рационального размещения ЭРИ на печатной плате, используя свойство анизотропности теплового поля конструкции.

Теоретическая часть исследования. Требования к заданной температурной стабильности выходного параметра $U_{\text{вых}}$ ЭС количественно определяет уравнение температурной погрешности [6]:

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = \sum_{i=1}^n a_i \frac{\Delta T_i}{T_i}, \quad (2)$$

где $a_i = \frac{b_i T_i^0}{\Delta T_i b_0}$ – коэффициент влияния i -го ЭРИ,

отражающий схемотехнический аспект обеспечения заданной температурной стабильности (безразмерная величина); ΔT_i – интервал варьирования температуры; T_i – собственная температура i -го

ЭРИ, температура поверхности его корпуса; $\frac{\Delta T_i}{T_i}$ –

относительное изменение температуры i -го ЭРИ; b_0 , b_i – эмпирические коэффициенты уравнения регрессии, являющиеся оценками соответствующих генеральных коэффициентов; T_i^0 – номинальная температура (нулевой уровень варьирования).

Цель настоящего исследования: требуется найти координаты (x_i, y_i) места расположения

ЭРИ на несущей поверхности ЭС так, чтобы относительная погрешность выходного параметра стремилась к минимуму:

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = \sum_{i=1}^n a_i \frac{\Delta T_i}{T_i}(x_i, y_i) \Rightarrow \min. \quad (3)$$

Для достижения цели (3) требуется решение следующих основных задач:

1. Анализ пространственного расположения ЭРИ на несущей поверхности ЭС с позиции температурной стабильности.

2. Разработка алгоритмов размещения ЭРИ с целью топологической термокомпенсации.

Взаимосвязь схемотехнического и топологического аспектов температурной стабильности графически представлена на рис. 1. По оси абсцисс отложены характерные моменты времени эксплуатации ЭС: момент начала работы (τ_n); момент выхода на режим (τ_1); момент начала изменения температуры среды (τ_2); момент окончания изменения температуры среды (τ_3); момент окончания изменения рабочей температуры ЭРИ (τ_4); момент окончания работы ($\tau_{\text{кон}}$). На оси ординат показаны два уровня температуры среды ($T'_{\text{ср}}$ и $T''_{\text{ср}}$), а также два уровня рабочей температуры ЭРИ ($T'_{\text{эл}}$ и $T''_{\text{эл}}$). Изменения уровней температуры среды и рабочей температуры обозначены как $\Delta T_{\text{ср}}$ и $\Delta T_{\text{эл}}$ соответственно. Границы интервалов варьирования $T(-)$ и $T(+)$ в вычислительном эксперименте [6], при значениях которых были найдены коэффициенты влияния a_i уравнения температурной погрешности (2), задают область определения для функции $h(T, \tau)$. Под $h(T, \tau)$ будем понимать функцию, суммарно описывающую изменение температуры ЭРИ во времени в зависимости от собственного режима работы

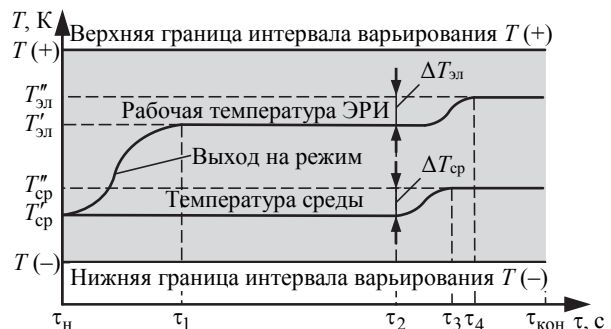


Рис. 1

$f(T_{\text{раб}}, \tau)$ и условий окружающей среды $g(T_{\text{ср}}, \tau)$:

$$h(T, \tau) = f(T_{\text{раб}}, \tau) + g(T_{\text{ср}}, \tau).$$

Относительное изменение температуры ЭРИ $\frac{\Delta T_i}{T_i}$ можно рассчитать как отношение максимальной разности рабочей температуры ЭРИ к среднему значению рабочей температуры:

$$\frac{\Delta T_i}{T_i} = \frac{\max[T_i(\tau)] - \min[T_i(\tau)]}{[T_i(\tau_1) + T_i(\tau_2) + \dots + T_i(\tau_n)]/n},$$

где n – количество отсчетов рабочей температуры i -го ЭРИ во время эксплуатации ЭС.

В простейшем случае для вычисления суммарной температурной погрешности по (2) достаточно двух значений рабочей температуры для каждого ЭРИ ($n = 2$), соответствующих двум граничным значениям температуры среды (см. рис. 1):

$$\frac{\Delta T_i}{T_i} = \frac{|T_i(\tau_1) - T_i(\tau_2)|}{[T_i(\tau_1) + T_i(\tau_2)]/2}.$$

Дальнейшие рассуждения будут справедливы с учетом следующих замечаний:

1. Отрезок времени $[0, \tau_1]$ не учитывается.

Данный участок характеризуется выходом на рабочий режим ЭРИ. По продолжительности этот интервал занимает незначительное время относительно общего времени функционирования ЭРИ. Как правило, в техническом задании стабильность параметров ЭС на данном участке не нормируется.

2. Известно [7], что следствием линейности и однородности уравнения теплопроводности для относительно узкого температурного интервала является свойство суперпозиции температурных возмущений. Поэтому предполагаем, что изменение температуры окружающей среды равно изменению рабочей температуры ЭРИ:

$$\Delta T_{\text{ср}} = \Delta T_{\text{эл}}.$$

В [3] введено понятие локальная группа (ЛГ) ЭРИ – группа смежных ЭРИ, расположенных на изотермической линии. Понятие ЛГ иллюстрирует рис. 2, на котором условно показаны изотермические линии со значениями температуры $T_1, T_3, \dots$. Среди изотермических линий есть одна (со значением $T_{\text{ЛГ}}$), на которой располагается локальная группа ЭРИ. Рабочая температура каж-

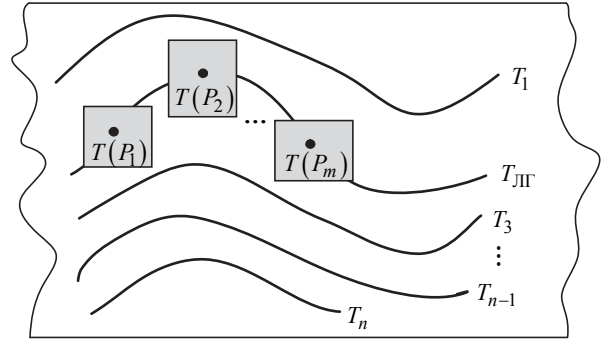


Рис. 2

дого ЭРИ функционально зависит от мощности его тепловыделения $T(P_1), T(P_2), \dots$. Суперпозиция температурных возмущений ЭРИ ЛГ формирует значение $T_{\text{ЛГ}}$.

Свойства ЛГ ЭРИ могут быть выведены из основных законов переноса тепловой энергии в твердых телах:

1. *Свойство ассоциативности.* Смежные ЭРИ с одинаковым порядком величины тепловыделения вносят суммарный вклад в установление температуры ЛГ:

$$P_1 \approx P_2 \Rightarrow T_{\text{ЛГ}} = T(P_1) + T(P_2). \quad (4)$$

2. *Свойство доминирования.* ЭРИ с большим порядком величины тепловыделения определяет температуру ЛГ:

$$P_1 \gg P_2 \Rightarrow T_{\text{ЛГ}} = T(P_1). \quad (5)$$

3. *Свойство изоповерхности.* Рабочая температура всех ЭРИ ЛГ примерно одинакова:

$$\{T_1, T_2, \dots, T_n\} \in L \Rightarrow T_1 \approx T_2 \approx \dots \approx T_n, \quad (6)$$

где L – множество точек изоповерхности.

Сформулируем следствие из (4)–(6). Известно [7], что теплообмен кондукцией происходит согласно закону Фурье: плотность теплового потока q прямо пропорциональна градиенту температуры:

$$q = -\lambda \text{grad} T. \quad (7)$$

Если предположить, что температурное поле изменяется только в направлении осей x и y , а также градиент температуры является постоянной величиной, то, используя (7), запишем выражение для коэффициента теплопроводности:

$$\lambda = \frac{Q}{S\tau} \frac{l_{1,2}}{(T_1 - T_2)}, \quad (8)$$

где Q – количество тепла, протекающего за время τ через изотермическую поверхность, площадь которой S ; $l_{1,2}$ – расстояние между изотермическими

поверхностями 1 и 2; T_1 , T_2 – значения температур на изоповерхностях 1 и 2 (причем $T_1 > T_2$).

Заметим, что значения коэффициентов теплопроводности для материалов плат (подложек), применяемых в ЭС, относительно малы и лежат в диапазоне от 0.2...0.3 Вт/(м · К) для стеклотекстолита и гетинакса до 25...30 Вт/(м · К) – для керамики [8]. При фиксированном расстоянии $l_{1,2}$ и наличии мощных тепловыделяющих ЭРИ согласно (8) получим значительный градиент температуры:

$$\begin{cases} \lambda \in [0.2...30] \text{ Вт/(м · К)}; \\ l_{1,2} = \text{const}; \\ (T_1 - T_2) \rightarrow \text{max}. \end{cases}$$

Таким образом, для обеспечения топологической термокомпенсации ЭС требуется соблюдение следующих условий:

- наличие источников значительного тепловыделения, формирующих градиент температуры на несущей конструкции ЭС;
- малый коэффициент теплопроводности материала несущей конструкции ЭС, что также способствует возникновению градиента температуры;
- наличие ЭРИ в составе ЭС, обладающих примерно равными по модулю коэффициентами температурной регрессии с противоположными знаками и обеспечивающих потенциальную возможность формирования ЛГ.

Термостабилизация ЭС методом топологической термокомпенсации с применением регрессионного анализа ставит перед разработчиком две основные задачи:

1. Синтез адекватных SPICE-моделей по отношению к реальным прототипам ЭРИ.

2. Анализ температурных полей конструкций ЭС методами физического эксперимента либо методами САЕ-моделирования (Computer-Aided Engineering) [9].

Экспериментальная часть исследования.

Прецизионные источники опорного напряжения (ПИОН) часто являются функциональными узлами, входящими в состав бортовой космической радиоаппаратуры (БКРА). При этом стабильность ПИОН в значительной степени определяет стабильность БКРА в целом. ПИОН как объект исследования температурной стабильности обычно представляет собой законченный функциональный узел, а также обладает всеми перечисленными ранее условиями, необходимыми для обеспечения топологической термокомпенсации.

В качестве прототипа объекта исследования выбран ПИОН из [2]. Модифицированная схема ПИОН, представленная на рис. 3, обладает следующими основными характеристиками:

- входное напряжение $U_{\text{вх}} = 13...20$ В;
- выходное напряжение $U_{\text{вых}} = 10$ В;
- номинальный ток нагрузки $I_{\text{н}} = 50$ мА;
- ток срабатывания схемы защиты от перегрузки $I_{\text{защ}} = 200$ мА.

Входной сигнал ПИОН поступает на регулирующий элемент, представляющий собой составной транзистор VT3–VT4. Усилитель рассогласования, выполненный на операционном усилителе DA1, анализирует разницу между сигналом с датчика тока (делитель R7–R8) и сигналом с источника опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ (стабилитрон VD1). Условное графическое обозначение опера-

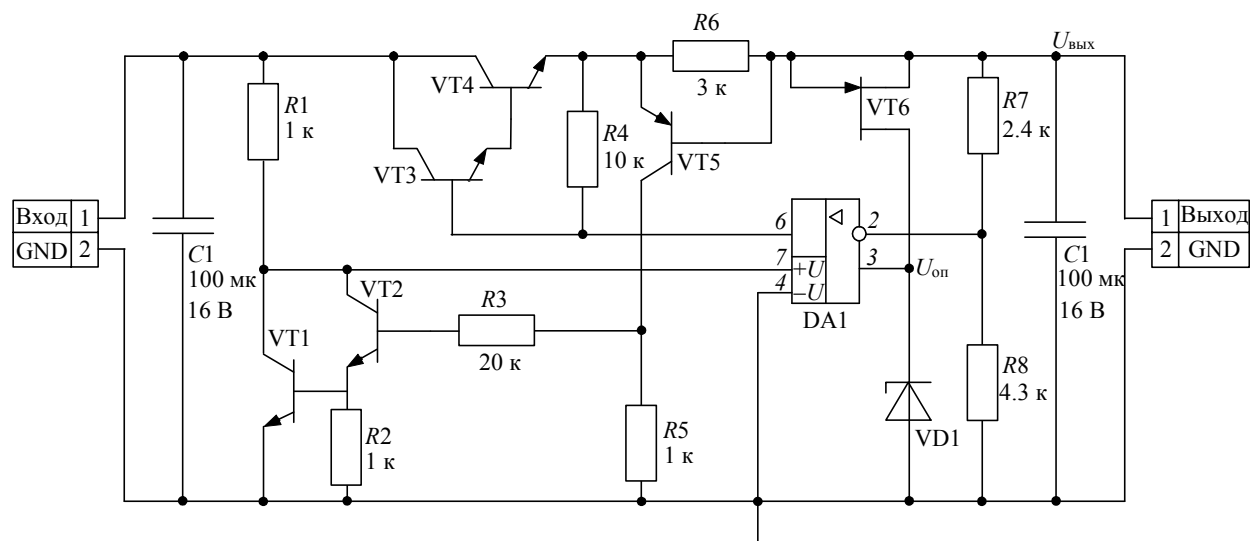


Рис. 3

ционного усилителя содержит номера его внешних выводов: 2 – инвертирующий вход; 3 – неинвертирующий вход; 6 – выход операционного усилителя; 4, 7 – выводы напряжения питания. По цепи обратной связи сигнал рассогласования подается на базу составного регулирующего элемента VT3–VT4. Схема защиты от превышения допустимого тока нагрузки выполнена на транзисторах VT1, VT2, VT5. Если через резистор R6, служащий датчиком тока перегрузки, протекает ток более 200 мА, то падение напряжения база–эмиттер на транзисторе VT5 достигает 0.6 В, в результате чего он открывается. Это приводит к тому, что транзисторы VT2 и VT1 также открываются и выключают питание операционного усилителя DA1. При этом схема ПИОН переходит в аварийный режим работы. После установления допустимого тока нагрузки схема ПИОН автоматически возвращается в нормальный режим работы.

Натурный эксперимент. Первый конструктивный вариант ПИОН (исполнение № 1) представлен на рис. 4. Материал основания платы – стеклотекстолит FR4-35/35-1.5 (двухсторонний, толщина металлизации 35 мкм, толщина основания 1.5 мм) [8]. Печатный рисунок выполнен по 3-му классу точности. Размер печатной платы 30 × 24 мм. Технология изготовления печатной платы – комбинированный позитивный метод. Размещение ЭРИ на печатной плате в конструктивном варианте № 1 ПИОН проводилось по критерию минимизации суммарной длины электрических связей. Критерий температурной стабильности выходного напряжения специально не учитывался.

Тестовая работоспособность конструктивного варианта № 1 оценена с помощью амплитудной передаточной характеристики (рис. 5).

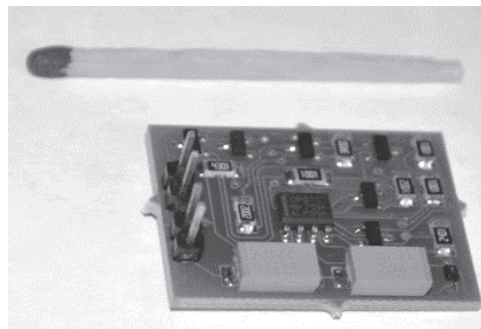


Рис. 4

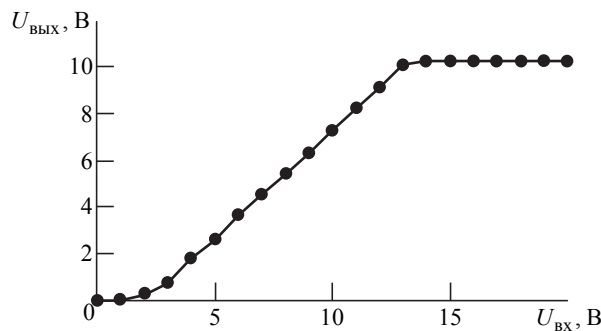


Рис. 5

Анализ температурного поля несущей конструкции ПИОН исполнения № 1 проведен с помощью измерительной установки, схема которой представлена на рис. 6. Основа экспериментальной установки – оптически прозрачная камера. Испытуемый образец ПИОН через разъемное соединение электрически связан с блоком питания Matrix MPS-3003LK-3. К выходу ПИОН подключен резистор нагрузки ($R_H = 200 \text{ Ом}$), а также мультиметр Mastech MAS838. Блок питания позволяет плавно регулировать входное напряжение в диапазоне от 0 до 20 В. Мультиметр регистрирует выходное напряжение ПИОН. Температур-

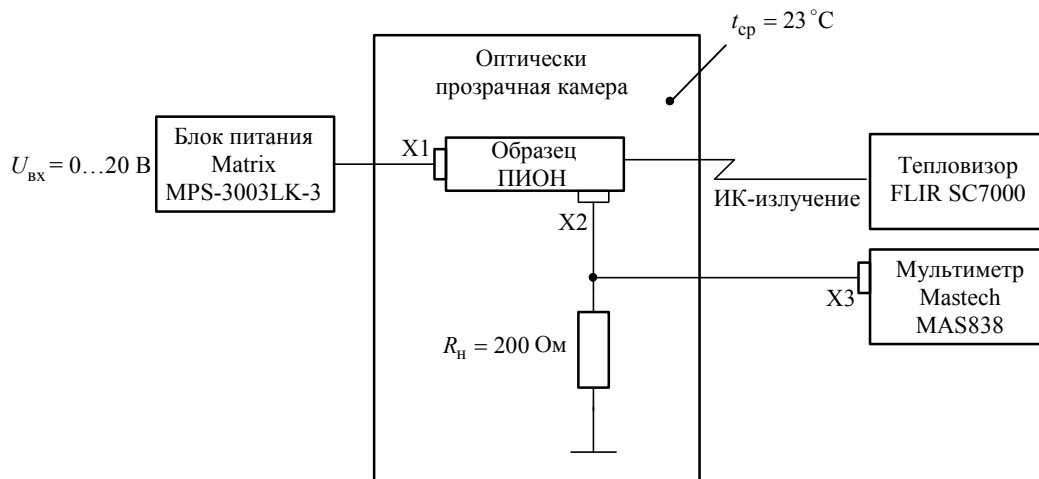


Рис. 6

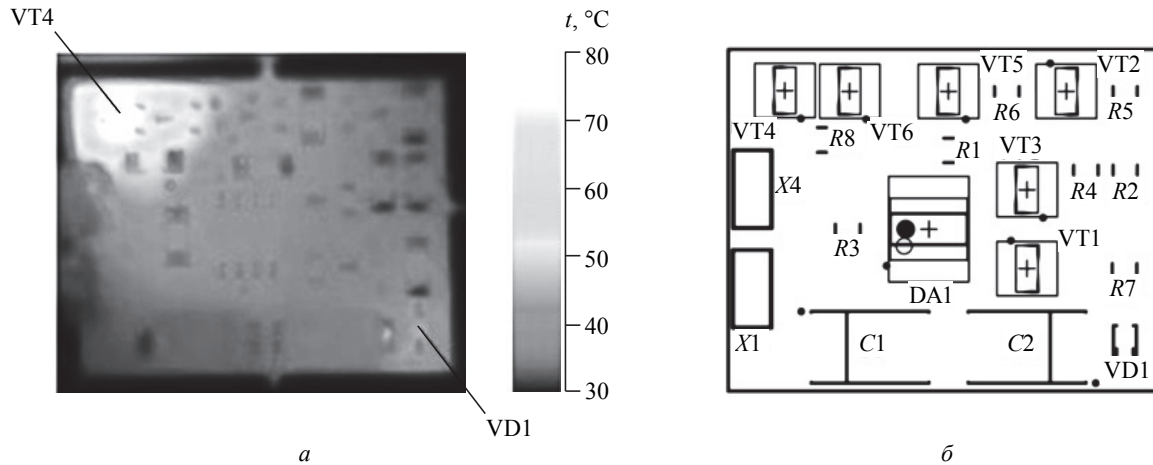


Рис. 7

ное поле несущей конструкции ПИОН анализируется бесконтактным методом – с помощью тепловизора FLIR SC7000.

Рассмотрим лабораторные условия, устанавливаемые для съемки термографической картины печатной платы ПИОН. Температура окружающей среды внутри измерительной камеры 23 °С. Стационарный тепловой режим печатной платы ПИОН спустя 5 мин после включения блока питания поддерживается при входном напряжении $U_{вх} = 16$ В. Выходное напряжение $U_{вых} = 10.137$ В, ток нагрузки $I_n = 50$ мА. В стационарном тепловом режиме у транзистора VT4 рассеиваемая мощность $P_{VT4} = 300$ мВт, у стабилитрона VD1 мощность тепловыделения $P_{VD1} = 63$ мВт; остальные ЭРИ имеют незначительную рассеиваемую мощность. Заметим, что максимальная рассеиваемая мощность применяемых в схеме транзисторов BC847B.215 $P_{max} = 330$ мВт. В режиме реального времени с частотой 380 Гц в полнокадровом режиме ведется съемка термографической картины. Поток радиометрических изображений разрядностью 14 бит по технологии Gigabit Ethernet передается на персональный компьютер. Кадр такого изображения представлен на рис. 7, а.

На термограмме видны два температурных экстремума: глобальный, формируемый тепловыделением транзистора VT4, и локальный, формируемый тепловыделением стабилитрона VD1. При указанных ранее лабораторных условиях транзистор VT4 имеет рабочую температуру 80 °С, а стабилитрон VD1 – температуру 53 °С. Мощный тепловыделяющий элемент VT4 создает на несущей конструкции ПИОН градиент температуры и тем самым определяет потенциальные

возможности для топологической термокомпенсации. Заметим, что тепловое "пятно" в окрестности транзистора VT4 имеет форму эллипса, вытянутого вдоль оси x (по горизонтали). Очевидно, что этот эффект вызван тем, что длинная сторона корпуса транзистора VT4 ориентирована по нормали к оси x (рис. 7, б). Ориентировочный размер большой и малой осей для эллипса теплового "пятна" по уровню 60 °С составляет 10 и 6 мм соответственно. Тепловыделяющий элемент VD1 обладает меньшими мощностью тепловыделения и градиентом температуры.

Модельный эксперимент. Как было отмечено, для целей регрессионного анализа электрической схемы необходимы адекватные SPICE-модели по отношению к реальным прототипам ЭРИ. Применение отечественной элементной базы для схемы ПИОН могло значительно усложнить настоящее исследование – потребовалась бы разработка SPICE-моделей практически всех ЭРИ. Использование зарубежной элементной базы снимает эту проблему, поскольку иностранные производители ЭРИ, как правило, размещают в открытом доступе текстовые описания SPICE-моделей на выпускаемую ими продукцию. Для целей моделирования были использованы SPICE-модели:

- чип-конденсатора TAJD107K016RNJ (C1, C2) [10];
- операционного усилителя OP-07C (DA1) [11];
- чип-резистора RC1206FR (R1-R8) [12];
- стабилитрона DDZ6V8ASF-7 (VD1) [13];
- транзистора BC847B.215 (VT1-VT4) [14];
- транзистора BC857A.215 (VT5) [14];
- транзистора MMBFJ177LT1G (VT6) [15].

В качестве схемотехнического симулятора при проведении вычислительной части эксперимента выбран продукт MicroCAP разработчика

Spectrum Software [12]. В среде MicroCAP реализована электрическая схема ПИОН, представленная на рис. 3. Цель моделирования – нахождение уравнения температурной погрешности (2) для электрической схемы ПИОН по методу полного факторного эксперимента. Критерий оптимизации – минимизация относительной погрешности выходного напряжения ПИОН как функции относительных изменений рабочих температур ЭРИ:

$$\frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = f\left(\frac{\Delta T_i}{T_i}\right).$$

Независимые переменные (факторы) – рабочие температуры ЭРИ, входящих в электрическую схему. На предварительных этапах моделирования выявлено четыре ЭРИ, температурная зависимость которых значительно влияет на выходное напряжение ПИОН:

- 1) резистор R7;
- 2) резистор R8;
- 3) стабилитрон VD1;
- 4) транзистор VT6.

Число опытов в матрице планирования $N = 2^4 = 16$. Номинальные значения независимых переменных: $t_{\text{ЭРИ}} = 23^\circ\text{C}$. Интервалы варьирования: $\Delta t_{\text{ЭРИ}} = 10^\circ\text{C}$. Основные характеристики плана эксперимента приведены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристика	Значение фактора z_i , $^\circ\text{C}$	Кодовое значение фактора x_i
Верхний уровень, $z_{i \max}$	33	+1
Нижний уровень, $z_{i \min}$	13	–1

Основные характеристики плана эксперимента. Для ведения эксперимента применяется план 2^4 (табл. 2). Технология реализации вычислительного факторного эксперимента предложена в [6]. Результаты факторного эксперимента (SPICE-моделирования) записаны в столбец экспериментальных значений выходного параметра y_3 . Столбцы теоретических значений выходного

параметра y_T и значений квадратов разностей $(\Delta y)^2$ заполняются позже.

Ортогональность столбцов матрицы планирования позволяет определить коэффициенты регрессии: $b_0 = 10.037$; $b_1 = 0.0036875$; $b_2 = -0.0036875$; $b_3 = 0.0208125$; $b_4 = -0.0021875$.

Следовательно, линейный полином имеет вид

$$U_{\text{ВЫХ}} = 10.037 + 0.0036875x_1 - 0.0036875x_2 + 0.0208125x_3 - 0.0021875x_4. \quad (9)$$

С помощью полученного линейного полинома (9) вычислено теоретическое значение выходного параметра y_T в каждом опыте. Результаты занесены в столбец y_T табл. 2. Столбец $(\Delta y)^2$ табл. 2 содержит значения квадратов разности между экспериментальными и теоретическими значениями выходного параметра. Итоговая сумма квадратов разности значений для линейного полинома составляет $(\Delta y)^2 = 1.11 \cdot 10^{-6}$. Полученное значение свидетельствует о хорошем соответствии линейной модели по отношению к экспериментальным данным. Следовательно, линейный полином (9) – адекватная регрессионная модель. Уравнение температурной погрешности в соответствии с (2) будет иметь вид

$$\frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = 0.011 \frac{\Delta T_{R7}}{T_{R7}} - 0.011 \frac{\Delta T_{R8}}{T_{R8}} + 0.062 \frac{\Delta T_{VD1}}{T_{VD1}} - 0.0065 \frac{\Delta T_{VT6}}{T_{VT6}}. \quad (10)$$

Синтез нового конструктивного исполнения. Из (10) следует, что наибольшее влияние на относительную погрешность выходного напряжения оказывает температурная погрешность стабилитрона VD1. Температурная зависимость выходного напряжения ПИОН имеет положительный тренд и определяется положительным знаком коэффициента влияния стабилитрона. Два ЭРИ – резисторы R7 и R8 – образуют комплементарную пару с точки зрения топологической термокомпенсации. Значения их коэффициентов

Таблица 2

№	x_1 (R7)	x_2 (R8)	x_3 (VD1)	x_4 (VT6)	y_3 , В	y_T , В	$(\Delta y)^2$, В ²
1	–1	–1	–1	–1	10.0180	10.0181	$1 \cdot 10^{-8}$
2	–1	–1	–1	+1	10.0140	10.0137	$9 \cdot 10^{-8}$
3	–1	–1	+1	–1	10.0600	10.0597	$9 \cdot 10^{-8}$
...	...	...	...	...	...	...	...
16	+1	+1	+1	+1	10.0550	10.0553	$9 \cdot 10^{-8}$
							$\Sigma(\Delta y)^2 = 1.11 \cdot 10^{-6}$

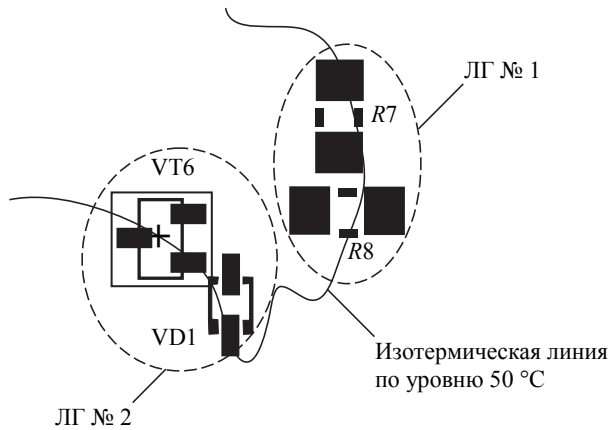


Рис. 8

влияния равны по модулю и противоположны по знаку. Два других ЭРИ – стабилитрон VD1 и транзистор VT6 – имеют менее выраженный эффект комплементарности, поскольку абсолютные значения их коэффициентов влияния отличаются примерно в 10 раз.

Рис. 8 поясняет концепцию топологической термокомпенсации, положенную в основу нового конструктивного исполнения № 2 ПИОН. Из всех ЭРИ, входящих в (10), только стабилитрон VD1 имеет рабочую температуру (53 °C), отличную от фоновой температуры печатной платы (33 °C). Под рабочей температурой стабилитрона понимается температура его поверхности, возникающая

при эксплуатации в лабораторных условиях, описанных ранее. Удобно найти на плоскости несущей конструкции изотермическую линию, которая бы примерно совпадала по уровню с рабочей температурой стабилитрона VD1. При этом стабилитрон VD1 будет самостоятельно создавать себе рабочую температуру, равную уровню изотермы, а остальные ЭРИ из (10) будут находиться на заданной линии, благодаря наведенному перегреву от транзистора VT4. В результате на изотермической линии располагаются две комплементарные пары ЭРИ в соответствии с (10), которые обозначены как локальные группы № 1 и 2.

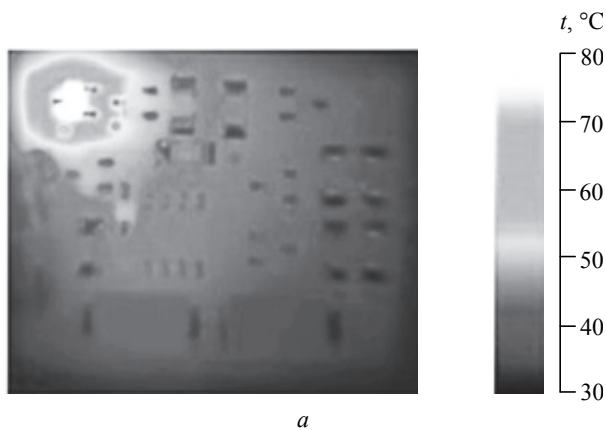
Концепция топологической термокомпенсации реализована в конструктивном варианте № 2 ПИОН (рис. 9, а, б). Размещение на плате ЛГ ЭРИ потребовало также изменить расположение нескольких других ЭРИ: VT5, R5, R3, R1.

Обсуждение результатов. Была исследована температурная стабильность выходного напряжения двух вариантов конструкции ПИОН (рис. 10). Кривая 1 соответствует температурной зависимости выходного напряжения для первого конструктивного варианта, кривая 2 – для второго конструктивного варианта. Уровень 3 показывает номинальное значение выходного напряжения ПИОН $U_{\text{ВЫХ.НОМ}} = 10$ В. Кривые 1 и 2 представляют близкие к линейным функциям зависимости. При этом угол наклона кривой 2 имеет меньший угловой коэффициент по сравнению с кривой 1. Это свидетельствует о лучшей температурной стабильности второго конструктивного варианта.

Учитывая линейный характер зависимостей, можно оценить температурный коэффициент напряжения двух вариантов как

$$\text{TK} U_1 = \frac{\Delta U_1}{U_1 \Delta T} = \frac{10.180 - 9.887}{10[30 - (-40)]} = 4.19 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1},$$

$$\text{TK} U_2 = \frac{\Delta U_2}{U_2 \Delta T} = \frac{10.188 - 9.916}{10[30 - (-40)]} = 3.89 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}.$$



а

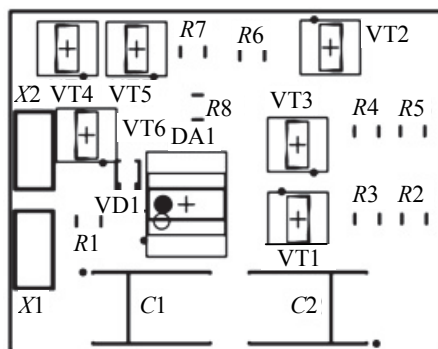
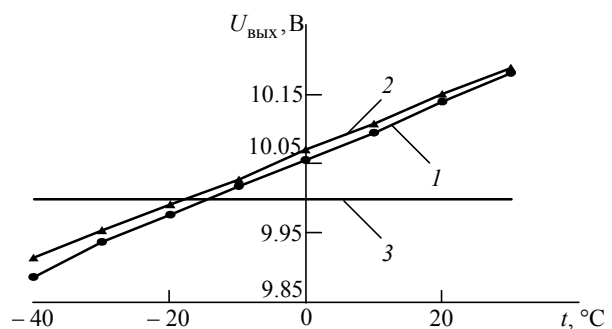
б
Рис. 9

Рис. 10

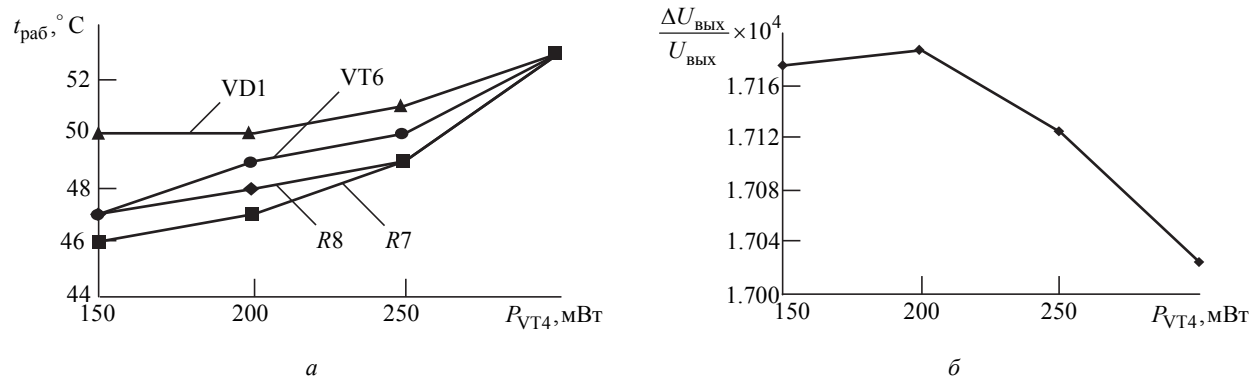


Рис. 11

В относительном количественном выражении улучшение температурной стабильности конструктивного варианта № 2 ПИОН по сравнению с вариантом № 1 составило 8 %. В диапазоне температур окружающей среды $-30 \dots +30 ^\circ\text{C}$ сравниваемые конструктивные образцы ПИОН практически не отличаются по термостабильности выходного напряжения. Отличие начинает проявляться в области низких температур (ниже $-30 ^\circ\text{C}$). Этот факт экспериментально подтверждает положение [1] о том, что метод термокомпенсации эффективен в относительно узком температурном диапазоне. Проявление эффекта топологической термокомпенсации в области низких температур окружающей среды для конструктивного варианта № 2 ПИОН ограничивает возможные условия его применения. Это эксплуатация в составе категорий изделий 1; 1.1; 2; 2.1; 3 исполнений У, ТУ, ХЛ, УХЛ, О, М, ОМ, В по ГОСТ 15150–69.

Полученное уравнение температурной погрешности (10) есть функция, зависящая от рабочих температур ЭРИ, входящих в уравнение. В свою очередь, рабочие температуры ЭРИ являются функциями, зависящими от мощности тепловыделения проходного транзистора VT4 (рис. 11, а). Функция рабочей температуры для стабилитрона VD1 имеет отличный от других функций вид, поскольку стабилитрон обладает также собственной значительной мощностью тепловыделения ($P_{VD1} = 63 \text{ мВт}$). Подставим экспериментальные значения рабочих температур для ЭРИ VD1, VT6, R8, R7 в (10). При этом пола-

гаем $\Delta t_{\text{ЭРИ}} = 1 \text{ К}$, значения рабочих температур в (10) – в кельвинах. Получим зависимость относительной погрешности выходного напряжения ПИОН от рассеиваемой мощности проходного транзистора VT4 (рис. 11, б). Уменьшение рассеиваемой мощности транзистора VT4 приводит к увеличению относительной погрешности выходного напряжения. Закономерность следует из (10), поскольку относительное изменение выходного напряжения обратно пропорционально относительной температуре ЭРИ.

Выводы:

1. Введено понятие топологической локальной группы ЭРИ в условиях неравномерного температурного поля платы (подложки), обладающей малым коэффициентом теплопроводности. Сформулированы основные свойства локальной группы ЭРИ и условия для осуществления топологической термокомпенсации.

2. Экспериментально доказана возможность топологической термокомпенсации электронных средств с учетом конструктивной топологии электрорадиоизделий в условиях неоднородного температурного поля.

3. Топологическая термокомпенсация, как метод термостабилизации, позволяет улучшать температурную стабильность конструктивных образцов электронных средств на 8–10 %. Такой результат может оказаться удовлетворительным в условиях ограничений в ТЗ на применение иной элементной базы и/или иных (материалоемких) методов термостабилизации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кривоносов А. И. Температурная компенсация электронных схем. М.: Связь, 1977. 136 с.
2. Алексеев В. П. Системное проектирование термостойчивых радиотехнических устройств и систем. Томск: Изд-во Ин-та оптики атмосферы СО РАН, 2004. 316 с.

3. Озеркин Д. В. Анализ и синтез термостабильных радиотехнических устройств: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.12.17 – радиотехнические и телевизионные системы и устройства. Томск, 2000. 24 с.

4. Пат. 2164709 РФ. Микротермостат с позисторным нагревателем / В. Г. Козлов, В. П. Алексеев, Д. В. Озер-

кин. № 99109421/09; заявл. 29.04.1999; опубл. 27.03.2001. Бюл. № 9. 9 с.

5. Technological Compensation Circuit for Accurate Temperature Sensor / R. Amador, A. Polanco, H. Hernandez, E. Gonzalez, A. Nagy // *Sensors and Actuators A Physical*. 1998. Vol. 69, № 2. P. 172–177.

6. Дульнев Г. Н., Семяшкин Э. М. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах. Л.: Энергия, 1968. 360 с.

7. Кофанов Ю. Н., Сарафанов А. В., Трегубов С. И. Автоматизация проектирования РЭС. Топологическое проектирование печатных плат. М.: Радио и связь, 2001. 220 с.

8. Озеркин Д. В., Русановский С. А. Методология моделирования температурной стабильности резисторных блоков B19K в SPICE-подобных симуляторах // Докл. Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2017. Т. 13, № 4. С. 90–97.

9. Тихомиров В. Г., Ломовцев Д. В., Янкевич В. Б. Математическое моделирование распределение теплового поля в полупроводниковых лазерах с вер-

тикальным выводом излучения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. № 3. С. 109–113.

10. TAJ Series – AVX. URL: <http://www.avx.com/products/tantalum/smd-tantalum-mno2/taj-series/> (дата обращения 27.07.2018)

11. SPICE Models – Simulation Models. URL: <https://www.ti.com/adc/docs/midlevel.tsp?contentId=31690> (дата обращения 27.07.2018)

12. Spectrum Software – MicroCAP 11. URL: <http://www.spectrum-soft.com> (дата обращения 27.07.2018)

13. Diodes Incorporated. URL: <http://www.diodes.com> (дата обращения 27.07.2018)

14. Philips Semiconductors – Discretes – Concise Catalog 2000. URL: <http://web.rfoc.net:8000/ziliao/xiazai/PHILIPS/pip/BC846B.html> (дата обращения 27.07.2018)

15. SPICE Models – Interface Technologies. URL: <https://www.i-t.com/spice-models/> (дата обращения 28.07.2018)

Статья поступила в редакцию 10 сентября 2018 г.

Озеркин Денис Витальевич – кандидат технических наук (2000), доцент (2003) кафедры радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР). Автор 50 научных публикаций. Сфера научных интересов – экспериментальные методы и средства исследования технических систем; автоматизированное проектирование радиоэлектронных систем; проектирование термостабильных радиотехнических устройств. E-mail: ozerkin.denis@yandex.ru

Чулков Арсений Олегович – кандидат технических наук (2016), научный сотрудник исследовательской школы физики высокоэнергетических процессов Национального исследовательского Томского политехнического университета. Автор 54 научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка методик и аппаратуры для активного теплового неразрушающего контроля композиционных материалов, в частности угле- и стеклопластика, используемых в авиакосмической отрасли. E-mail: chulkovao@tpu.ru

REFERENCES

1. Krivonosov A. I. *Temperaturnaya kompensatsiya elektronnykh skhem* [Temperature Compensation of Electronic Circuits]. Moscow, Svyaz, 1977, 136 p. (In Russian)

2. Alekseyev V. P. *Sistemnoye proyektirovaniye termoustoychivyykh radiotekhnicheskikh ustroystv i sistem* [System Design of Thermally Stable Radio Engineering Devices and Systems]. Tomsk, SB RAS Institute of Atmospheric Optics Publ., 2004, 316 p. (In Russian)

3. Ozerkin D. V. *Analiz i sintez termostabil'nykh radiotekhnicheskikh ustroystv: avtoref. dis. ... kand. tekhn. n.* [Analysis and Synthesis of Thermostable Radio Engineering Devices: dis. abstract ... PhD (tech. sciences)]. Tomsk, 2000, 24 p. (In Russian)

4. Kozlov V. G., Alekseyev V. P., Ozerkin D. V. *Mikrotermostat s pozistornym nagrevatelem* [Microthermostat with a Posistor Heater]. Patent RF, no. 2164709, 2001.

5. Amador R., Polanco A., Hernandez H., Gonzalez E., Nagy A. Technological Compensation Circuit for Accurate Temperature Sensor. *Sensors and Actuators A Physical*. 1998, vol. 69, no. 2, pp. 172–177.

6. Dul'nev G. N., Semyashkin E. M. *Teploobmen v radioelektronnykh apparatakh* [Heat Exchange in Radioelectric Devices]. Leningrad, *Energiya*, 1968, 360 p. (In Russian)

7. Kofanov Yu. N., Sarafanov A. V., Tregubov S. I. *Avtomatizatsiya proyektirovaniya RES. Topologicheskoye proyektirovaniye pechatnykh plat* [CAD of Radioelectric Devices. Topological Design of Pcb's]. Moscow, *Radio i svyaz*, 2001, 220 p. (In Russian)

8. Ozerkin D. V., Rusanovskiy S. A. Methodology for Modeling the Temperature Stability of Resistor Blocks B19K in SPICE-Like Simulators. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniya i radioelektroniki* [Reports of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics]. 2017, vol. 13, no. 4, pp. 90–97. (In Russian)

9. Tikhomirov V. G., Lomovtsev D. V., Jankevich V. B. Thermal Analysis of Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers. *Journal of the Russian Universities: Radioelectronics*. 2012, no. 3, pp. 109–113. (In Russian)

10. TAJ Series – AVX. Available at: <http://www.avx.com/products/tantalum/smd-tantalum-mno2/taj-series/> (accessed 27.07.2018)

11. SPICE Models – Simulation Models. Available at: <https://www.ti.com/adc/docs/midlevel.tsp?contentId=31690> (accessed 27.07.2018)

12. Spectrum Software – MicroCAP 11. Available at: <http://www.spectrum-soft.com> (accessed 27.07.2018)

13. Diodes Incorporated. Available at: <http://www.diodes.com> (accessed 27.07.2018)
14. Philips Semiconductors – Discretes – Concise Catalog 2000. Available at: <http://web.rfoe.net:8000/ziliaoxiazai/PHILIPS/pip/BC846B.html> (accessed 27.07.2018)
15. SPICE Models – Interface Technologies. Available at: <https://www.i-t.com/spice-models/> (accessed 28.07.2018)
- Received September, 10, 2018
-

Denis V. Ozerkin – Ph.D. in Engineering (2000), Associate Professor (2003) of the Department of Radioelectronic Technologies and Ecological Monitoring of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR). The author of 50 scientific publications. Area of expertise: experimental methods and means of researching technical systems; computer-aided design of radio electronic systems; design of thermostable radio engineering devices.
E-mail: ozerkindenis@yandex.ru

Arseniy O. Chulkov – Ph.D. in Engineering (2016), Scientist in research school for physics of high-energy processes of National Research Tomsk Polytechnic University. The author of 54 scientific publications. Area of expertise: developing methods and equipment for active thermal non-destructive testing of composite materials, i.e. coal and fiberglass used in aerospace industry.
E-mail: chulkovao@tpu.ru

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-25-32

УДК 621.396.677

С. В. Балландович, Г. А. Костилов, Ю. Г. Антонов, Л. М. Любина
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТАРНОЙ ЯЧЕЙКИ ОТРАЖАТЕЛЬНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК НА КОЛЬЦЕВЫХ ЩЕЛЯХ

Аннотация. Исследуется элементарная ячейка однослойной отражательной антенной решетки на кольцевых щелевых элементах. Математическая модель отражательного элемента основана на интегральном уравнении относительного магнитного тока на щели, которое решается методом моментов с использованием функции Грина в спектральной области. В качестве базиса для разложения в ряд магнитного тока используются высшие моды коаксиальной линии, выраженные через цилиндрические функции. Показано, что щелевым отражательным элементам свойственно наличие пораженных частот, на которых возникают объемные резонансные моды. Эти частоты определяются полюсами функции Грина в спектральной области. Причем резонансная мода низшего порядка при определенных условиях может оказаться в рабочей полосе частот. Приводятся зависимости фазы рассеянного поля от размеров кольцевой щели, демонстрирующие, что на пораженной частоте отражательный элемент неработоспособен. Построены картины силовых линий, показывающие, что распределение электрического поля на щели при резонансной моде значительно отличается от распределения в нормальном режиме. Также установлено, что тщательным подбором геометрических параметров отражательного элемента удастся вытеснить пораженные частоты за пределы рабочего диапазона.

Ключевые слова: отражательные антенные решетки, интегральное уравнение, щелевые элементы, функция Грина в спектральной области, спектральная область, метод моментов, кольцевой излучатель

Для цитирования: Моделирование элементарной ячейки отражательных антенных решеток на кольцевых щелях / С. В. Балландович, Г. А. Костилов, Ю. Г. Антонов, Л. М. Любина // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 5. С. 25–32. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-25-32

Svyatoslav V. Ballandovich, Grigory A. Kostikov, Yury G. Antonov, Liubov M. Liubina
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

MODELING OF RING-SLOT-ELEMENT FLOQUET CELL FOR REFLECTARRAY ANTENNAS

Abstract. The ring-slot-element cell for reflectarray antennas is investigated. The mathematical model of the unit cell is based on the integral equation that is solved by the moment method with the use of the spectral domain Green's function. Coaxial-line higher modes expressed in terms of cylindrical functions are used as the basis for magnet-current representation. It is shown that "stricken" frequencies at which resonance modes occur are an inherent part of slot elements. These frequencies are determined by the Green's function poles. Moreover, the lowest resonance mode may occur in the operating band under certain conditions. Reflection-phase dependencies on the ring-slot size are provided, demonstrating that at "stricken" frequencies the unit cell does not operate properly. Field plots are presented, which show that the resonance-mode field distribution on the ring slot is significantly different from the normal-mode field distribution. It is found that the "stricken" frequencies might be shifted beyond the operating band by means of thorough selection of unit-cell geometric parameters.

Key words: reflectarray antennas, integral equation, slot elements, method of moments, spectral-domain Green's function, spectral domain, ring element

For citation: Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Antonov Yu. G., Liubina L. M. Modeling of Ring-Slot-Element Floquet Cell for Reflectarray Antennas. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 5, pp. 25–32. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-5-25-32 (In Russian)

Введение. В настоящее время теория и техника отражательных антенных решеток (ОАР) интенсивно развивается [1], [2], и в ряде случаев, например в сфере телекоммуникационных систем и спутникового телевидения, они составляют конкуренцию зеркальным антеннам [3]–[5]. Это обусловлено рядом достоинств, которые им присущи, например: технологичность, гибкие возможности по созданию диаграммы направленности специальной формы, лучшие весовые характеристики и др. Как правило, при производстве ОАР используется технология изготовления печатных плат. В этом случае рефлектор представляет собой набор микрополосковых излучателей, размеры которых подобраны так, чтобы трансформировать сферический фронт поля облучателя в плоский.

В последнее время набирают популярность ОАР, производимые по альтернативным технологиям. В [6]–[8] описываются антенные решетки, использующие короткозамкнутые волноводы в качестве отражательных элементов. Требуемого фазового распределения вдоль раскрытия добиваются подбором длины каждого волновода. Такие антенны являются полностью металлическими и, следовательно, могут быть произведены средствами литья, 3D-печати или фрезерованием [7].

В [9]–[14] в качестве отражательных элементов используются щели различной формы, что также позволяет отказаться от фотолитографии и тем самым упростить конструкцию и снизить стоимость ОАР. Именно эти причины ранее побудили авторов данной статьи заняться исследованием ОАР на кольцевых щелях [12], прототипы которых показаны на рис. 1: *а* – антенна с прямоугольной сеткой расположения элементов; *б* – с треугольной сеткой расположения элементов.

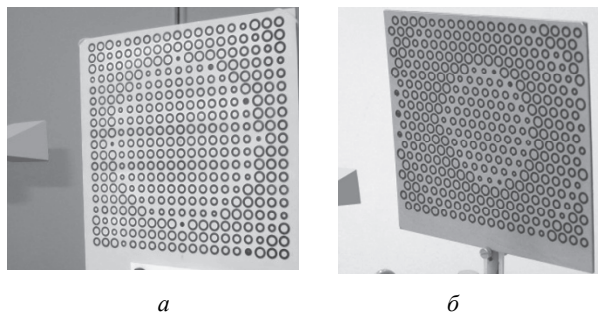


Рис. 1

В процессе испытаний выяснилось, что антеннам на щелевых элементах свойственны некоторые особенности, которые не характерны для их печатных аналогов.

Например, в [12] авторы столкнулись с резким снижением коэффициента усиления (КУ) отражательной антенной решетки, представленной на рис. 1, *а*, в узком диапазоне частот. Путем перехода на треугольную сетку расположения щелей (рис. 1, *б*) удалось вытеснить этот провал за пределы рабочего диапазона частот. На рис. 2 для наглядности приводятся частотные зависимости КУ из [12] для антенны, представленной на рис. 1, *а* (сплошной линией показана расчетная зависимость, штриховой – экспериментальная). В литературе исследованию этого эффекта не уделяется должного внимания. В связи с этим целью данной статьи является описание математической модели щелевого отражательного элемента, позволяющей детально исследовать его свойства. В основе математической модели лежит метод интегрального уравнения с использованием функции Грина в области пространственных частот.

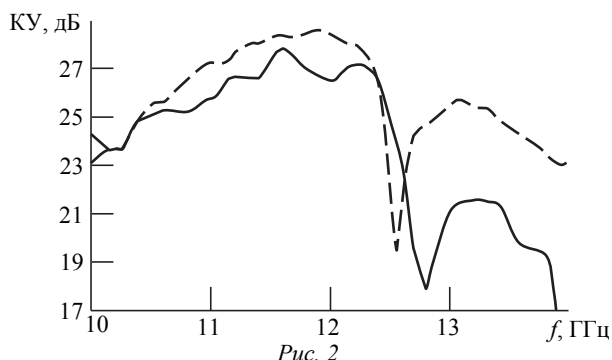


Рис. 2

Математическая модель. Объектом исследований является отражательный элемент с кольцевой щелью в составе бесконечной периодической антенной решетки. Это эквивалентно использованию приближения локальной периодичности или ячейки Флоке. В одном случае элементы расположены в узлах прямоугольной сетки (рис. 3, *а*), а в другом – в узлах треугольной (рис. 3, *б*). Геометрические параметры элемента указаны на рис. 3: *a* и *b* – периоды структуры по осям координатной сетки; R_1 и R_2 – внутренний и внешний радиусы щели; Ω – угол между осями треугольной сетки.

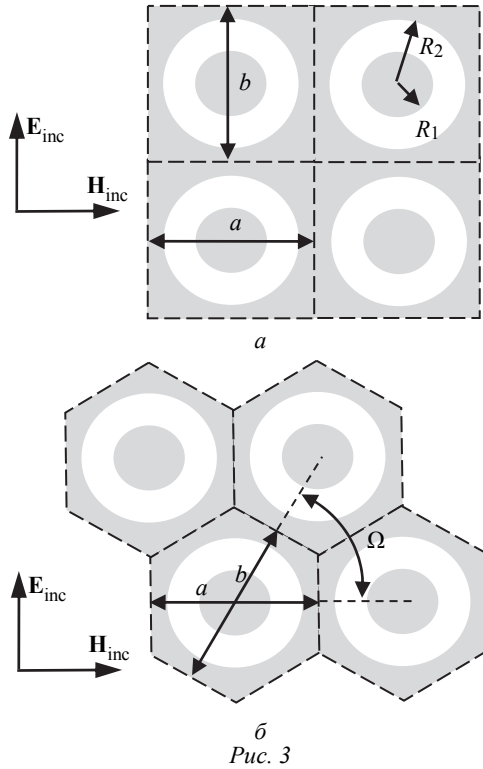


Рис. 3

Поперечное сечение исследуемой элементарной ячейки бесконечной структуры показано на рис. 4. Здесь основой ОАР является композитная панель толщиной d , состоящая из двух металлических пластин с диэлектриком между ними. В данном случае относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_1 = 2.7$. Пространство между пластинами ($-d \leq z \leq 0$) обозначается как область 1, а свободное пространство ($z \geq 0$) – как область 2.

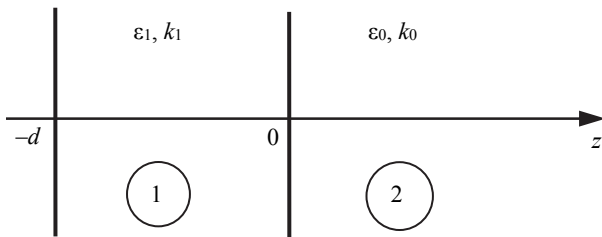


Рис. 4

Представленная математическая модель основана на тензорной функции Грина, полученной с помощью метода эквивалентных цепей [15]. Компоненты векторов напряженности электрического и магнитного полей в приближении локальной периодичности (ячейки Флоке) выражаются через фурье-образ тензорной функции Грина следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E} \\ \mathbf{H} \end{bmatrix} = \int_{S'} \begin{bmatrix} G^{EM} \\ G^{HM} \end{bmatrix} \mathbf{J}^M dS';$$

$$\begin{bmatrix} G^{EM} \\ G^{HM} \end{bmatrix} = \frac{1}{ab \sin \Omega} \sum_p \sum_q \left(\begin{bmatrix} \tilde{G}^{EM} \\ \tilde{G}^{HM} \end{bmatrix} \times e^{j[k_{xp}(x-x') + k_{ypq}(y-y')]}, \right) \quad (1)$$

где $\mathbf{E}$ и $\mathbf{H}$ – векторы напряженности электрического и магнитного полей соответственно; $\mathbf{J}^M$ – вектор плотности магнитных токов источника; G^{EM} и G^{HM} – компоненты тензорной функции Грина; $\tilde{G}^{EM}$ и $\tilde{G}^{HM}$ – компоненты тензора фурье-образа функции Грина; k_{xp} и k_{ypq} – дискретные поперечные волновые числа; x' и y' – координаты точки интегрирования; $dS' = dx'dy'$. В (1) и далее для прямоугольной сетки $\Omega = \pi/2$. Верхние индексы EM и HM означают, что в точке наблюдения рассчитывается вектор напряженности полей E и H соответственно, создаваемый магнитным током. Для моделирования структур с аналогичным рис. 4 поперечным сечением необходимо знать два тензора функции Грина – для области 1 (пространство между металлическими пластинами) и для области 2 (свободное пространство). Компоненты соответствующих тензоров для области 1 представлены в табл. 1, для области 2 – в табл. 2. Пара символов в левой колонке определяет взаимную ориентацию между вектором в точке наблюдения и компонентой возбуждающего магнитного тока. Первый символ

Таблица 1

Взаимная ориентация $\mathbf{E}, \mathbf{H}$ и $\mathbf{M}$	Преобразование Фурье от функции Грина для области 1	
	$\tilde{G}_1^{EM}$	$\tilde{G}_1^{HM}$
xx	0	$\frac{j}{Z_0} \frac{\epsilon_1 k_0^2 - k_x^2}{k_0 k_1} \times \frac{\cos[k_1(z+d)]}{\sin(k_1 d)}$
yx, xy	$-\frac{\sin[k_1(z+d)]}{\sin(k_1 d)}$	$\frac{-j}{Z_0} \frac{k_y k_x}{k_0 k_1} \times \frac{\cos[k_1(z+d)]}{\sin(k_1 d)}$
zx, xz	$-j \frac{k_y}{k_1} \frac{\cos[k_1(z+d)]}{\sin(k_1 d)}$	$\frac{1}{Z_0} \frac{k_x}{k_0} \times \frac{\sin[k_1(z+d)]}{\sin(k_1 d)}$
zy, yz	$j \frac{k_x}{k_1} \frac{\cos[k_1(z+d)]}{\sin(k_1 d)}$	$\frac{-1}{Z_0} \frac{k_y}{k_0} \times \frac{\sin[k_1(z+d)]}{\sin(k_1 d)}$

Таблица 2

Взаимная ориентация $\mathbf{E}$, $\mathbf{H}$ и $\mathbf{M}$	Преобразование Фурье от функции Грина для области 2	
	$\tilde{G}_2^{EM}$	$\tilde{G}_2^{HM}$
xx	0	$\frac{-1}{Z_0} \frac{k_0^2 - k_x^2}{k_0 k_2} e^{-jk_2 z}$
yx, xy	$e^{-jk_2 z}$	$\frac{1}{Z_0} \frac{k_y k_x}{k_0 k_2} e^{-jk_2 z}$
zx, xz	$\frac{k_y}{k_2} e^{-jk_2 z}$	$\frac{-1}{Z_0} \frac{k_x}{k_0} e^{-jk_2 z}$
zy, yz	$\frac{-k_x}{k_2} e^{-jk_2 z}$	$\frac{1}{Z_0} \frac{k_y}{k_0} e^{-jk_2 z}$

относится к искомому вектору, второй – к возбуждающему магнитному току. В данном случае принято, что возбуждающие токи лежат в плоскости xy .

Для получения компонент тензора с индексом yy нужно произвести замену $k_x \leftrightarrow k_y$ в компонентах с индексом xx . Продольные волновые числа определяются по формулам

$$k_1 = -j\sqrt{k_x^2 + k_y^2 - k_0^2 \varepsilon_1};$$

$$k_2 = -j\sqrt{k_x^2 + k_y^2 - k_0^2}.$$

Для прямоугольной сетки поперечные волновые числа равны:

$$k_{xp} = 2\pi p/a + k_0 \sin \theta \cos \varphi;$$

$$k_{ypq} = 2\pi q/b + k_0 \sin \theta \sin \varphi,$$

где углы θ и φ определяют линейный фазовый набег в бесконечной планарной структуре, состоящей из исследуемых элементарных ячеек. Для треугольной координатной сетки поперечные волновые числа определяются следующими формулами:

$$k_{xp} = 2\pi p/a + k_0 \sin \theta \cos \varphi;$$

$$k_{ypq} = 2\pi q/(b \sin \Omega) +$$

$$+ 2\pi p/(a \tan \Omega) + k_0 \sin \theta \sin \varphi.$$

При проектировании ОАР основным этапом является расчет зависимости фазы рассеянного поля от размеров элемента. В статье эта зависимость находится путем решения интегрального уравнения. С учетом разнонаправленного характера магнитного тока на разных сторонах щели, интегральное уравнение, полученное из условия непрерывности касательных компонент магнитного поля, принимает вид

$$\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2 = \mathbf{H}_{\text{inc}};$$

$$\mathbf{J}_1^M = -\mathbf{J}_2^M, \quad (2)$$

где нижние индексы 1, 2 и inc означают принадлежность $\mathbf{H}$ к области 1 или 2 и внешнее падающее поле соответственно. Принято, что $\mathbf{H}_{\text{inc}}$ параллелен оси x (см. рис. 3). Магнитный ток представляется в виде суммы базисных функций с соответствующими амплитудными коэффициентами:

$$\mathbf{J}_1^M = \sum_i U_i \mathbf{F}_i.$$

В случае кольцевых излучателей в качестве базиса удобно использовать выражения для поперечных компонент магнитного поля коаксиальной линии. Тогда для ТЕ-мод:

$$\mathbf{F}_i = \mathbf{e}_r \frac{\partial}{\partial r} C_n^{\text{TE}}(\beta_{nm} r) \cos n\varphi -$$

$$- \mathbf{e}_\varphi \frac{n}{r} C_n^{\text{TE}}(\beta_{nm} r) \sin n\varphi;$$

$$C_n^{\text{TE}} = J_n(\beta_{nm} r) - \frac{J_n'(\beta_{nm} R_1)}{Y_n'(\beta_{nm} R_1)} Y_n(\beta_{nm} r),$$

где J_n – функция Бесселя первого рода n -го порядка; Y_n – функция Неймана n -го порядка; J_n' и Y_n' – производные от соответствующих функций. Собственные числа β_{nm} являются решением уравнения

$$J_n'(\beta_{nm} R_1) Y_n'(\beta_{nm} R_2) - J_n'(\beta_{nm} R_2) Y_n'(\beta_{nm} R_1) = 0,$$

где m – номер решения. Для ТМ-мод:

$$\mathbf{F}_i = \mathbf{e}_\varphi \frac{\partial}{\partial r} C_n^{\text{TM}}(\beta_{nm} r) \sin n\varphi -$$

$$- \mathbf{e}_r \frac{n}{r} C_n^{\text{TM}}(\beta_{nm} r) \cos n\varphi;$$

$$C_n^{\text{TM}} = J_n(\beta_{nm} r) - \frac{J_n(\beta_{nm} R_1)}{Y_n(\beta_{nm} R_1)} Y_n(\beta_{nm} r).$$

Соответственно, β_{nm} в случае ТМ-мод определяются уравнением

$$J_n(\beta_{nm} R_1) Y_n(\beta_{nm} R_2) -$$

$$- J_n(\beta_{nm} R_2) Y_n(\beta_{nm} R_1) = 0.$$

Далее с помощью процедуры Галеркина интегральное уравнение (2) с использованием (1) преобразуется в систему линейных алгебраических уравнений вида $\mathbf{YU} = \mathbf{I}$, как это было подробно рассмотрено в [13], [14]. Элементы Y -матрицы y_{ij} определяются как

$$y_{ij} = \frac{1}{ab \sin \Omega} \sum_p \sum_q \{ \tilde{\mathbf{F}}_i(-k_{xp}, -k_{ypq}) \times$$

$$\times \left[\overline{\tilde{G}_1^{HM}}(k_{xp}, k_{ypq}, z=0) + \overline{\tilde{G}_2^{HM}}(k_{xp}, k_{ypq}, z=0) \right] \times \\ \times \tilde{\mathbf{F}}_j(k_{xp}, k_{ypq}) \}. \quad (3)$$

Элементы столбца $\mathbf{I}$ равны

$$I_i = 2\tilde{F}_{ix}(-k_0 \sin \theta \cos \varphi, -k_0 \sin \theta \sin \varphi). \quad (4)$$

В (3) $\overline{\tilde{G}}$ означает преобразование Фурье от диадной функции Грина:

$$\overline{\tilde{G}} = \mathbf{e}_x \tilde{G}_{xx} \mathbf{e}_x + \mathbf{e}_y \tilde{G}_{yy} \mathbf{e}_y + \mathbf{e}_x \tilde{G}_{xy} \mathbf{e}_y + \mathbf{e}_y \tilde{G}_{yx} \mathbf{e}_x.$$

В (3) и (4) $\tilde{\mathbf{F}}_i = \mathbf{e}_x \tilde{F}_{ix} + \mathbf{e}_y \tilde{F}_{iy}$ – преобразование Фурье от базисной функции $\mathbf{F}_i$, которое может быть получено в аналитической форме. Для ТЕ-мод:

$$\tilde{\mathbf{F}}_i(r, \beta, \alpha) = 2\pi r j^{n-1} C_n^{\text{TE}}(\beta_{nm} r) \times \\ \times \left[\frac{\beta_{nm}^2}{\beta_{nm}^2 - \beta^2} \frac{1}{r} \frac{\partial J_n(\beta r)}{\partial \beta} \cos n\alpha (\mathbf{e}_x \cos \alpha + \mathbf{e}_y \sin \alpha) + \right. \\ \left. + \frac{n}{\beta r} J_n(\beta r) \sin n\alpha (\mathbf{e}_x \sin \alpha - \mathbf{e}_y \cos \alpha) \right],$$

где $\beta = \sqrt{k_x^2 + k_y^2}$; $\alpha = \arctg(k_y/k_x)$.

Данные выражения записаны в виде первообразной. Окончательный результат преобразования Фурье рассчитывается как разность:

$$\tilde{\mathbf{F}}_i(\beta, \alpha) = \tilde{\mathbf{F}}_i(R_2, \beta, \alpha) - \tilde{\mathbf{F}}_i(R_1, \beta, \alpha).$$

Аналогичные формулы для ТМ-мод принимают вид

$$\tilde{\mathbf{F}}_i(r, \beta, \alpha) = -2\pi j^{n-1} \frac{\beta r}{\beta_{nm}^2 - \beta^2} \frac{\partial}{\partial r} C_n^{\text{TM}}(\beta_{nm} r) \times \\ \times J_n(\beta r) \cos n\alpha (\mathbf{e}_x \cos \alpha + \mathbf{e}_y \sin \alpha), \\ \alpha = \arctg(-k_x/k_y).$$

Формулы (3) и (4) записаны таким образом, что результатом решения системы уравнений являются коэффициенты U_i для магнитного тока на внутренней стороне щели $\mathbf{J}_1^M$. Соответственно, при расчете полей в свободном пространстве (область 2 на рис. 4) коэффициенты при базисных функциях необходимо брать с обратным знаком.

Результаты расчетов. Представленная математическая модель элементарной ячейки позволяет детально исследовать эффекты, описанные в [12] и связанные со снижением КУ щелевых ОАР.

Следует обратить внимание, что компоненты тензора Фурье-образа функции Грина, приведенные в табл. 1, содержат в знаменателе выражение $\sin(k_1 d)$, которое при определенных условиях обращается в ноль. С физической точки зрения это соответствует появлению резонансных мод. Условием обращения знаменателя в ноль является:

$$k_1 d = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots$$

Для прямоугольной сетки координат при $\theta = 0$ и $n = 0$ должно выполняться условие $k_1 = 0$, то есть

$$k_0^2 \varepsilon_1 - (2\pi/a)^2 = 0 \Rightarrow \lambda = a\sqrt{\varepsilon_1}. \quad (5)$$

Если $a \neq b$, то существует второе условие: $\lambda = b\sqrt{\varepsilon_1}$. При $n > 1$ и $k_1 \neq 0$ получаем:

$$k_0 \sqrt{\varepsilon_1} d = n\pi \Rightarrow d = n \frac{\lambda}{2\sqrt{\varepsilon_1}}.$$

Аналогичные рассуждения для случая с треугольной сеткой при $b = a$ дают следующий результат:

$$\lambda = a\sqrt{\varepsilon_1} \sin \Omega. \quad (6)$$

Рассмотрим элементарную ячейку с кольцевой щелью и следующими параметрами, взятыми из [12]: $a = b = 15$ мм, $d = 2.8$ мм, $\varepsilon_1 = 2.7$. Согласно (5) и (6) резонансная длина волны равна $15\sqrt{2.7} = 24.648$ мм для прямоугольной сетки и $\lambda = 15\sqrt{2.7} \sin \pi/3 = 21.345$ мм – для треугольной. Эти длины волн соответствуют частотам 12.2 и 14.06 ГГц. Таким образом, вблизи указанных частот следует ожидать отклонения характеристик антенной решетки от заданных. Эта гипотеза подтверждается расчетными и экспериментальными данными [12] на рис. 2, где отчетливо виден провал в КУ между 12 и 13 ГГц. Некоторое расхождение между частотой, рассчитанной по (5), и той, на которой наблюдается провал на рис. 2, можно объяснить двумя факторами. Во-первых, ОАР сделана на стандартном оборудовании из композитной панели, используемой при строительстве. Это могло привести к тому, что реальные механические и электрические параметры образца могли незначительно отличаться от тех, которые использовались при расчете. Во-вторых, эффекты, обнаруженные в бесконечной периодической структуре, могут проявляться несколько иначе в реальных конечных ОАР.

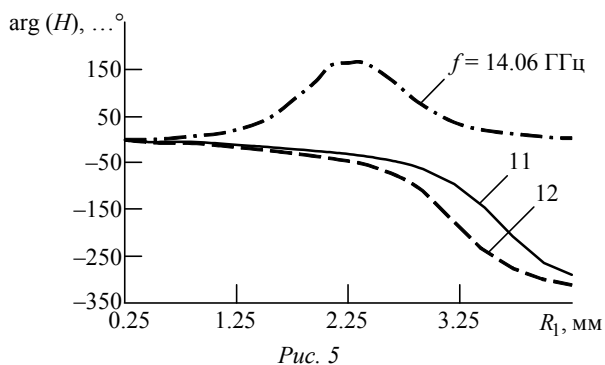


Рис. 5

Примечательно, что в исследуемом случае, переход на треугольную сетку позволяет передвинуть пораженную частоту вверх и избежать провала в КУ в пределах рабочей полосы частот. Это подтверждается данными из [12].

Рассмотрим подробнее элементарную ячейку с треугольной сеткой на рабочих частотах и частоте резонанса. На рис. 5 показаны зависимости фазы рассеянного поля от внутреннего радиуса отражательного элемента. Видно, что в полосе рабочих частот 11...12 ГГц вид графиков стандартный, в то время как на резонансной частоте 14.06 ГГц форма кривой совершенно другая. Графики на рис. 5 хорошо согласуются с теми, что приводятся в [12].

Расчеты с помощью описанной в данной статье математической модели показывают, что на резонансной частоте существенно отличается и картина силовых линий полей в элементарной ячейке. В рабочем диапазоне частот (11...12 ГГц) в разложении магнитного тока преобладает мода TE_{11} . Весь набор мод включает в себя TE_{11} , TE_{31} , TE_{51} и TM_{11} . Распределение электрического поля на частоте

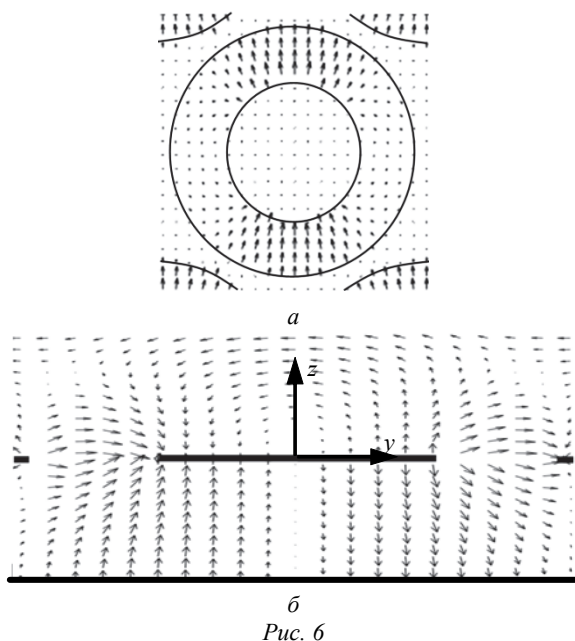


Рис. 6

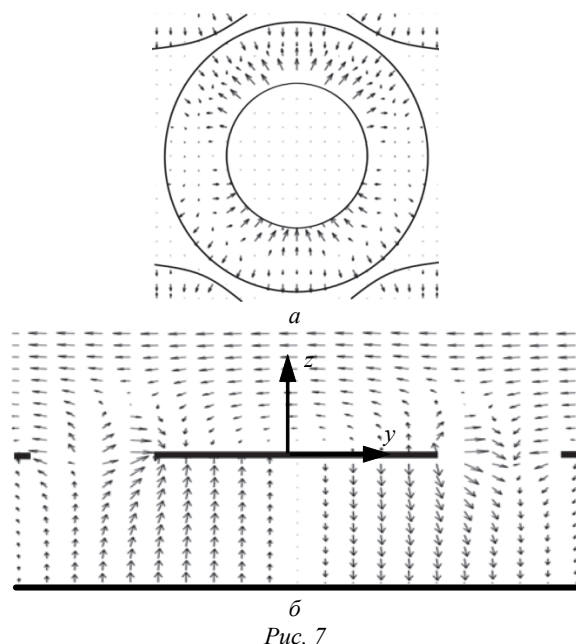


Рис. 7

12 ГГц в элементарной ячейке представлено на рис. 6: *a* – распределение поля в щели; *б* – распределение поля в плоскости yz . Полученная картина позволяет сделать вывод, что щель может эффективно взаимодействовать с внешним полем и, таким образом, регулировать фазу рассеянного поля.

Аналогичные расчеты на частоте 14.06 ГГц показали, что преобладающей модой в разложении магнитного тока является TM_{11} . Это приводит к тому, что на щели появляются участки с разнонаправленным вектором $\mathbf{E}$, что хорошо видно на рис. 7, *a*, где изображено распределение поля в щели. На рис. 7, *б* демонстрируется распределение поля в плоскости yz , откуда видно, что даже в области под щелью преобладает вертикальная компонента $\mathbf{E}$. Существенно другая картина полей раскрывает причины отличия формы зависимости фазы рассеянного поля от радиуса щели от тех, что соответствуют 11 и 12 ГГц.

Заключение. В статье приведены выражения, позволяющие рассчитывать характеристики отражательного элемента с кольцевой щелью в ячейке Флоке. Показано, что при выполнении определенных условий возникают резонансные явления, которые приводят к неработоспособности элемента. На частоте резонанса картина силовых полей существенно отличается от той, что наблюдается в рабочем диапазоне частот.

Частота резонанса может быть вынесена за пределы рабочего диапазона подбором геометрических параметров отражательного элемента.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. John Huang, Jose Antonio Encinar. Reflectarray Antennas. New Jersey: A John Wiley & Sons, 2007. 320 p.
2. Nayery P., Yang F., Elsherbeni A. Z. Reflectarray Antennas: Theory, Designs and Applications // IEEE Press. 2018. 424 p.
3. Reflectarray Antennas for Dual Polarization and Broadband Telecom Satellite Applications Rafael Florencio / J. A. Encinar, R. R. Boix, V. Losada, G. Toso // IEEE Trans. on Ant. and Propag. 2015. Vol. 63, № 4. P. 1234–1246.
4. Design, Manufacture, and Measurement of a Low-Cost Reflectarray for Global Earth Coverage / D. R. Prado, A. Campa, M. Arrebola, M. R. Pino, J. A. Encinar, F. Las-Heras // Ant. and Wireless Propag. Lett. 2016. Vol. 15. P. 1418–1421.
5. Design and Analysis of a Reflectarray Using Slot Antenna Elements for Ka-band SatCom / Q. Luo, S. Gao, C. Zhang, D. Zhou, T. Chaloun, W. Menzel, V. Ziegler, M. Sobhy // IEEE Trans. on Ant. and Propag. 2015. Vol. 63, № 4. P. 1365–1374.
6. Millimeter-Wave Waveguide Reflectarray / S. V. Polenga, A. V. Stankovsky, R. M. Krylov, A. D. Nemshon, Y. A. Litinskaya, Y. P. Salomatov // 2015 Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON), Omsk, 21–23 May 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 1–4.
7. Yong Heui Cho, Woo Jin Byun, Myung Sun Song. High Gain Metal-Only Reflectarray Antenna Composed of Multiple Rectangular Grooves // IEEE Trans. on Ant. and Propag. 2011. Vol. 59, № 12. P. 4559–4568.
8. Hsi-Tseng Chou, Chen-Ying Lin, Ming-Hsi Wu. A High Efficient Reflectarray Antenna Consisted of Periodic All-Metallic Elements for the Ku-band DTV Applications // IEEE Ant. and Wireless Propag. Lett. 2015. Vol. 14. P. 1542–1545.
9. Wenxing An, Shenheng Xu, Fan Yang. A Metal-Only Reflectarray Antenna Using Slot-Type Elements // IEEE Antennas and Wireless Propagation Lett. 2014. Vol. 13. P. 1553–1556.
10. A Low-Cost Metal-Only Reflectarray Using Modified Slot-Type Phoenix Element With 360° Phase Coverage / Ruyuan Deng, Fan Yang, Shenheng Xu, Maokun Li // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2016. Vol. 64, iss. 4. P. 1556–1560.
11. Design of a Low-Cost Single-Layer X/Ku Dual-Band Metal-Only Reflectarray Antenna / Ruyuan Deng, Shenheng Xu, Fan Yang, Maokun Li // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2017. Vol. 16. P. 2106–2109.
12. Характеристики плоских отражательных антенных решеток, выполненных на основе фрезерованных композитных панелей / Ю. Г. Антонов, С. В. Балландович, Г. А. Костилов, М. И. Сурок // Антенны. 2010. № 10. С. 5–10.
13. K-Band Slot Reflectarray Antennas / M. I. Sugak, S. V. Ballandovich, G. A. Kostikov, Y. G. Antonov, L. M. Liubina // 2018 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, St. Petersburg, 29 Jan.–1 Feb. 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 516–520.
14. Investigation of Slot Reflectarray Antennas / M. I. Sugak, S. V. Ballandovich, G. A. Kostikov, L. M. Liubina // Electronic and Networking Technologies (MWENT), 2018 Moscow Workshop on, Moscow, 14–16 March 2018. P. 1–4.
15. Felsen L. B., Marcuvitz N. Radiation and Scattering of Waves. New Jersey: John Wiley & Sons Inc, 2003. P. 888.

Статья поступила в редакцию 25 сентября 2018 г.

Балландович Святослав Владимирович – кандидат технических наук (2015), ассистент (2009) кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика; антенно-фидерные устройства.
E-mail: sssr2123@yandex.ru

Костилов Григорий Александрович – кандидат технических наук (2007), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика; антенно-фидерные устройства.
E-mail: gakostikov@gmail.com

Антонов Юрий Геннадьевич – кандидат технических наук (2007), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.
E-mail: yuryant@yandex.ru

Любина Любовь Михайловна – магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2017), ассистент (2017) кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика; антенно-фидерные устройства.
E-mail: invers93@gmail.com

REFERENCES

1. John Huang, Jose Antonio Encinar. Reflectarray Antennas. New Jersey: A John Wiley & Sons, 2007, 320 p.
2. Nayery P., Yang F., Elsherbeni A. Z. Reflectarray Antennas: Theory, Designs and Applications. IEEE Press, 2018, 424 p.
3. Encinar J. A., Boix R. R., Losada V., Toso G. Reflectarray Antennas for Dual Polarization and Broadband Telecom Satellite Applications Rafael Florencio. IEEE Trans. on Ant. and Propag. 2015, vol. 63, no. 4, pp. 1234–1246.
4. Prado D. R., Campa A., Arrebola M., Pino M. R., Encinar J. A., Las-Heras F. Design, Manufacture, and Measurement of a Low-Cost Reflectarray for Global Earth Coverage. Ant. and Wireless Propag. Letters. 2016, vol. 15, pp. 1418–1421
5. Luo Q., Gao S., Zhang C., Zhou D., Chaloun T., Menzel W., Ziegler V., Sobhy M. Design and Analysis of a Reflectarray Using Slot Antenna Elements for Ka-band SatCom. IEEE Trans. on Ant. and Propag. 2015, vol. 63, no. 4, pp. 1365–1374.
6. Polenga S. V., Stankovsky A. V., Krylov R. M., Nemshon A. D., Litinskaya Y. A., Salomatov Y. P. Millimeter-Wave Waveguide Reflectarray. 2015 Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON), Omsk, 21–23 May 2015. Piscataway, IEEE, 2015, pp. 1–4.
7. Yong Heui Cho, Woo Jin Byun, Myung Sun Song. High Gain Metal-Only Reflectarray Antenna Composed of Multiple Rectangular Grooves. IEEE Trans. on Ant. and Propag. 2011, vol. 59, no. 12, pp. 4559–4568
8. Hsi-Tseng Chou, Chen-Ying Lin, Ming-Hsi Wu. A High Efficient Reflectarray Antenna Consisted of Periodic All-Metallic Elements for the Ku-band DTV Applications. IEEE Ant. and Wireless Propag. Letters. 2015, vol. 14, pp. 1542–1545.
9. An Wenxing, Xu Shenheng, Yang Fan. A Metal-Only Reflectarray Antenna Using Slot-Type Elements. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2014, vol. 13, pp. 1553–1556.
10. Deng R., Yang F., Xu S., Li M. A Low-Cost Metal-Only Reflectarray Using Modified Slot-Type Phoenix Element With 360° Phase Coverage. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2016, vol. 64, iss. 4, pp. 1556–1560.
11. Deng R., Xu S., Yang F., Li M. Design of a Low-Cost Single-Layer X/Ku Dual-Band Metal-Only Reflectarray Antenna. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2017, vol. 16, pp. 2106–2109.
12. Antonov Y. G., Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Sugak M. I. Characteristics of Planar Reflectarray Antennas Based on Machined Composite Panels. Antenny, no. 10, 2010, pp. 5–10. (In Russian)
13. Sugak M. I., Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Antonov Y. G., Liubina L. M. K-Band Slot Reflectarray Antennas. 2018 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering, St. Petersburg, 29 Jan.–1 Feb. 2018. Piscataway, IEEE, 2018, pp. 516–520.
14. Sugak M. I., Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Liubina L. M. Investigation of Slot Reflectarray Antennas. Electronic and Networking Technologies (MWENT), 2018 Moscow Workshop on, Moscow, 14–16 March 2018, pp. 1–4.
15. Felsen L. B., Marcuvitz N. Radiation and Scatter-ing of Waves. New Jersey, John Wiley & Sons Inc, 2003, p. 888.

Received September, 25, 2018

Svyatoslav V. Ballandovich – Ph.D. in Engineering (2015), Assistant of the Department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: technical electrodynamics; antenna-feeder devices.
E-mail: sssr2123@yandex.ru

Grigory A. Kostikov – Ph.D. in Engineering (2007), Associate Professor of the Department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: technical electrodynamics; antenna-feeder devices.
E-mail: gakostikov@gmail.com

Yury G. Antonov – Ph.D. in Engineering (2007), Associate Professor of the Department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 30 publications. Area of expertise: electrodynamics; antennas.
E-mail: yuryant@yandex.ru

Liubov M. Liubina – Master's Degree in Radio Engineering (2017), Assistant of the Department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 20 publications. Area of expertise: electrodynamics; antennas.
E-mail: invers93@gmail.com

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-33-38

УДК 621.3.083

А. Д. Григорьев

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

НОВЫЙ ВОЛНОВОДНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКОВ

Аннотация. Точное знание параметров диэлектрика необходимо при его применении в самых различных устройствах. Несмотря на наличие целого ряда известных методов измерения этих параметров, практическое их применение в микроволновом диапазоне частот наталкивается на ряд трудностей. В данной статье описан новый волноводный метод измерения диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь немагнитных диэлектриков в микроволновом диапазоне. Пластина диэлектрика помещается в короткозамкнутый отрезок волновода перпендикулярно его оси, заполняя все поперечное сечение на расстоянии примерно четверти длины волны от короткозамкнутого конца отрезка. С помощью векторного анализатора цепей измеряется коэффициент отражения от входа волновода. Для определения параметров диэлектрика по этим данным составлена программа вычисления и минимизации целевой функции, которая определяется как разность между вычисленными значениями модуля и фазы коэффициента отражения на входе волновода и измеренными значениями этого коэффициента. Минимизация этой функции при варьировании параметров диэлектрика позволяет определить указанные параметры. По сравнению с известными, представленный в настоящей статье метод не требует переноса плоскостей отсчета векторного анализатора цепей к поверхностям образца и менее чувствителен к шумовой составляющей измерительного сигнала. Это позволяет использовать при измерении некалиброванные коаксиально-волноводные переходы. По результатам тестирования метода погрешность измерения относительной диэлектрической проницаемости не превышает 0,2 %, а тангенса угла диэлектрических потерь – 1 %.

Ключевые слова: параметры диэлектриков, микроволны, волноводы, методы оптимизации

Для цитирования: Григорьев А. Д. Новый волноводный метод измерения параметров диэлектриков // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 5. С. 33–38. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-33-38

Andrey D. Grogoriev

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

NEW WAVEGUIDE METHOD FOR DIELECTRIC PARAMETER MEASUREMENT

Abstract. Perfect knowledge of dielectric parameters is necessary for its application in various devices. In spite of the whole range of measurement techniques, their practical implementation in the microwave frequency band runs into some difficulties. This article describes a new method for nonmagnetic dielectrics permittivity and loss tangent measurement in the microwave frequency band. A dielectric specimen slab is placed in the short-circuited waveguide section normal to its axis and fills the whole cross-section of the waveguide at approximately quarter wavelength from its short-circuited endpoint. By means of the vector network analyzer the waveguide section reflection factor is measured. Objective function is determined as difference between calculated and measured module and phase of the reflection factor. Specific code for objective function calculation and its minimization is worked out. Minimization of this function by varying dielectric parameters makes it possible to find real values of these parameters. The method needs no de-embedding and can be used with non-calibrated waveguide-to-coax transitions. Also it is less sensitive to the noise component of reflected signal. The testing results show that new method's error does not exceed 0.2 % for relative permittivity and 1% for dielectric loss tangent.

Key words: dielectric parameters, microwaves, waveguides, optimization methods

For citation: Grogoriev A. D. New Waveguide Method for Dielectric Parameter Measurement. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 5, pp. 33–38. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-33-38 (In Russian)

Введение. Измерение диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь в микроволновом диапазоне всегда составляло предмет внимания исследователей и разработчиков [1], [2]. Особое значение эти измерения приобрели в последнее время в связи с появлением и использованием в микроволновой технике новых материалов, таких как поглотители на основе карбида кремния, метаматериалы и т. п. Несмотря на наличие множества известных методов измерения, не все они подходят для решения данной конкретной проблемы. Так, резонаторные методы малопригодны для измерения в широком диапазоне частот, методы, использующие коаксиальную линию передачи, требуют использования образцов в виде дисков с отверстием, которые трудно изготовить из хрупких твердых материалов, методы, использующие открытые системы, часто не обеспечивают требуемую точность.

Волноводные методы наиболее подходят для измерений в широком диапазоне частот. В частности, известный метод Николсона, Росса и Вейра (NRW-method) [3], [4] широко применяется для измерения параметров как немагнитных, так и магнитных диэлектриков. Метод основан на измерении параметров матрицы рассеяния (S -матрицы) волновода, в который помещен образец исследуемого материала в виде пластины, заполняющей поперечное сечение волновода. При этом для расчета параметров образца используются элементы матрицы рассеяния, измеренные в передней и задней плоскостях пластины.

Так как измерения с помощью векторного анализатора цепей проводятся относительно его плоскостей отсчета, метод требует переноса плоскостей отсчета входного и выходного портов на поверхности образца. Для этого вычисляется групповая скорость $d\omega/d\beta$, где ω – угловая частота; β – постоянная фазы в волноводе. На основе этого метода, в частности, сконструирована измерительная установка и составлено программное обеспечение для обработки результатов измерений [5]. Однако в процессе эксплуатации установки выяснилось, что шум в измерительном сигнале цифрового анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVL-13 [6] приводит к разным знакам полученных на разных частотах значений групповой скорости, что дает неверные результаты измерений. Попытки сгладить измеренные зависимости S -параметров от частоты не привели к желаемому результату. В связи с этим в настоя-

щей статье предложен новый волноводный метод измерения параметров.

Описание метода. Метод основан на использовании в качестве измерительной камеры отрезка короткозамкнутого волновода, в который помещен образец диэлектрика в виде пластины толщиной l (рис. 1). Предполагается, что образец немагнитный (относительная магнитная проницаемость $\mu_r = 1$) и полностью заполняет поперечное сечение волновода.

Расстояние от короткозамкнутого конца волновода до образца обозначим l_1 , а от образца до входного порта l_2 . Предполагается также, что участки волновода, заполненные воздухом, работают в одномодовом режиме и в них распространяется волна типа H_{10} .

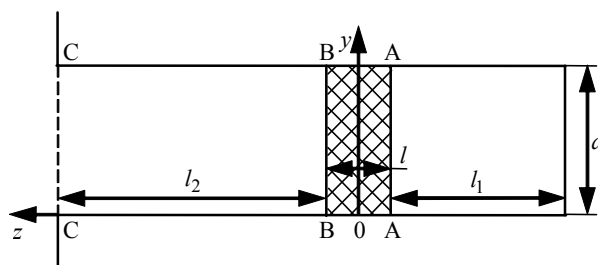


Рис. 1

Граничные условия на поверхности раздела "воздух–диэлектрик" требуют непрерывности касательных к ней составляющих напряженности электрического и магнитного полей. Отсюда следует, что в отрезке волновода с диэлектриком также распространяется волна типа H_{10} и высшие типы волн не возбуждаются, даже если в этом отрезке возможно их распространение.

Найдем входное сопротивление отрезка волновода. Входное сопротивление короткозамкнутого отрезка в плоскости A–A

$$Z_{AA} = iZ_{g0} \operatorname{tg}(\beta_0 l_1),$$

где $Z_{g0} = (2b/a)\eta_0 [1 - (\lambda/\lambda_c)^2]^{-1/2}$ – волновое сопротивление пустого волновода; $\beta_0 = 2\pi/\lambda_g$ – его фазовая постоянная, причем b , a – размеры узкой и широкой стенок волновода соответственно; $\eta_0 = 120\pi$ Ом – характеристическое сопротивление свободного пространства; λ – длина волны в свободном пространстве; $\lambda_c = 2a$ – критическая длина волны в пустом волноводе; $\lambda_g = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}$ – длина волны в пустом волноводе.

Входное сопротивление служит сопротивлением нагрузки для участка волновода, заполненного диэлектриком (заштрихован на рис. 1). Его входное сопротивление

$$Z_{BB} = Z_{g1} \frac{Z_{AA} + iZ_{g1} \operatorname{tg}(\gamma_1 l)}{Z_{g1} + iZ_{AA} \operatorname{tg}(\gamma_1 l)},$$

где

$$Z_{g1} = \frac{(2b/a) \hat{\epsilon}_r^{-1/2}}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2} / \hat{\epsilon}_r}; \quad \gamma_1 = \frac{2\pi \hat{\epsilon}_r^{1/2}}{\lambda} \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2} / \hat{\epsilon}_r$$

– волновое сопротивление и фазовая постоянная отрезка волновода с образцом соответственно, причем $\hat{\epsilon}_r = \epsilon_r (1 - i \operatorname{tg} \delta_\epsilon)$ – комплексная диэлектрическая проницаемость образца ($\operatorname{tg} \delta_\epsilon$ – тангенс угла диэлектрических потерь).

Входное сопротивление в плоскости С–С найдем аналогично:

$$Z_{CC} = Z_{g0} \frac{Z_{BB} + iZ_{g0} \operatorname{tg}(\beta_0 l_2)}{Z_{g0} + iZ_{BB} \operatorname{tg}(\beta_0 l_2)}.$$

Коэффициент отражения измерительной камеры:

$$\Gamma = \frac{Z_{CC} - Z_{g0}}{Z_{CC} + Z_{g0}}.$$

Очевидно, что при правильно выбранных значениях ϵ_r и $\operatorname{tg} \delta_\epsilon$ расчетный и измеренный коэффициенты отражения должны совпадать. Поэтому можно составить целевую функцию:

$$F = (|\Gamma| - |\Gamma_m|)^2 + \alpha (\varphi - \varphi_m)^2, \quad (1)$$

где $|\Gamma_m|$, φ_m – модуль и фаза измеренного коэффициента отражения; α – весовой коэффициент, подбиравшийся экспериментально. Минимизация этой функции при использовании в качестве варьируемых параметров ϵ_r и $\operatorname{tg} \delta_\epsilon$ позволяет найти параметры измеряемого материала.

Для расчета целевой функции и ее минимизации написана специальная программа EPS в среде MATLAB. Поскольку целевая функция не унимодальна, для поиска глобального минимума в программе использован генетический алгоритм [7].

Измерительная установка и результаты измерений. Измерительная установка (рис. 2) состоит из цифрового анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVL-13 1, коаксиального кабеля 2, коаксиально-волноводного перехода (КВП) 3 и

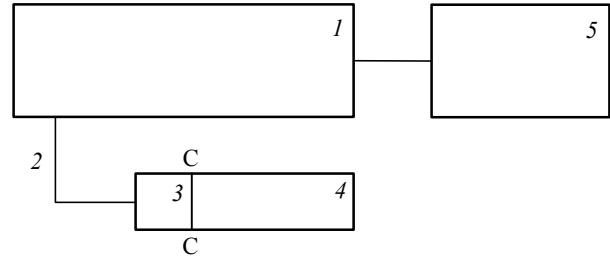


Рис. 2

измерительной камеры 4 с образцом. Результаты измерения с анализатора передаются в компьютер 5. Установка позволяет проводить измерения в диапазоне частот с заданным шагом по частоте.

Измерительная камера представляет собой отрезок стандартного прямоугольного волновода длиной 40 мм и сечением $23 \times 10 \text{ мм}^2$, в котором на расстоянии 19 мм от закороченного конца располагался образец толщиной 2 мм. Камера возбуждалась от векторного анализатора цепей Rohde&Schwarz ZVL-13 через КВП. Расстояние от плоскости короткого замыкания до образца соответствовало примерно четверти длины волны в волноводе. В этом случае напряженность электрического поля в области образца, а следовательно, и чувствительность метода максимальны.

Тестирование метода проводилось путем математического моделирования измерительной камеры с помощью программы RFS [8]. Зависимость электрического поля от координаты y , направленной вдоль широкой стенки волновода (рис. 1), в разных его сечениях показана на рис. 3. Входная мощность составляла 1 Вт. Сечение $x = 0$ расположено в середине образца, сечение $x = -18 \text{ мм}$ находится вблизи короткозамкнутого конца секции, а сечение $x = 18 \text{ мм}$ – вблизи входного порта (рис. 1). Во всех сечениях наблюдается распределение поля, соответствующее волне типа H_{10} без примеси волн высших типов.

Коэффициент отражения s_{11} измерительной камеры с образцом рассчитывался в программе RFS

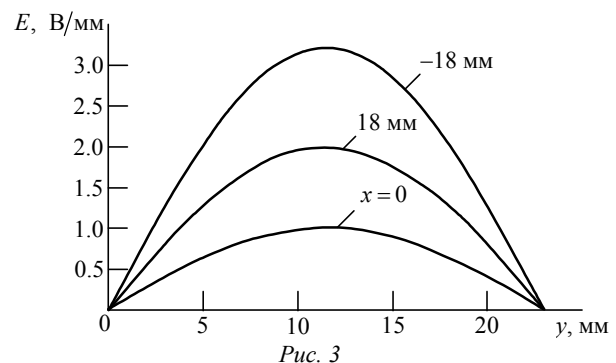


Рис. 3

Таблица 1

Частота, ГГц	Заданные параметры		Результаты тестирования		Относительная погрешность, %	
	ϵ_r	$\operatorname{tg} \delta_\epsilon$	ϵ_r	$\operatorname{tg} \delta_\epsilon$	ϵ_r	$\operatorname{tg} \delta_\epsilon$
8	2	0.0003	2.000471	0.000303	0.023	1.0
	14	0.3	14.00618	0.300226	0.065	0.07
10	2	0.0003	2.000544	0.000301	0.0272	0.33
	14	0.3	14.02879	0.300171	0.205	0.057
12	2	0.0003	2.001372	0.000325	0.0686	0.83
	14	0.3	13.99038	0.299225	-0.068	-0.25

и вводился в программу EPS. Результаты расчета по программе сравнивались с заданными параметрами образца в RFS. Веса коэффициент α в целевой функции (1) принимался равным единице.

В табл. 1 приведены данные для фторопласта (тефлона), отличающегося малой ϵ_r и малыми потерями, и для поглощающего материала на основе поликристаллического карбида кремния ($\epsilon_r = 14$; $\operatorname{tg} \delta_\epsilon = 0.3$). Как видно, погрешность определения диэлектрической проницаемости не превышает 0.1 %, а тангенса угла потерь – 1 %. Как показали измерения, эти результаты не зависят от длины измерительной камеры и положения образца в ней, что является несомненным преимуществом предложенного метода. Подобные результаты получены и для образцов из других материалов и другой толщины. Отметим, что необходимость переноса плоскостей отсчета в данном методе отсутствует.

Оценка погрешности метода. Основными источниками погрешности метода являются: неточное задание толщины образца, неплотное его прилегание к стенкам волновода и неточность задания размеров l_1 и l_2 . Поскольку аналитический расчет погрешности в данном случае невозможен, для оценки влияния этих факторов было проведено математическое моделирование камеры с размерами образца и его положением, отклоняющимися от значений, заданных в программе обработки результатов.

Моделирование велось в среде RFS, размеры измерительной камеры задавались те же, что и при тестировании метода. В результате найдены коэффициенты чувствительности метода к по-

грешностям задания размеров для типичного образца толщиной 2 мм с $\epsilon_r = 10$ и $\operatorname{tg} \delta_\epsilon = 0.3$. Моделирование проводилось на частоте 10 ГГц. Относительная чувствительность параметра q к изменению аргумента (размера) p рассчитывалась по формуле

$$\delta(q)_p = \left(\frac{q - q_0}{q_0} \right) / \left(\frac{p - p_0}{p_0} \right),$$

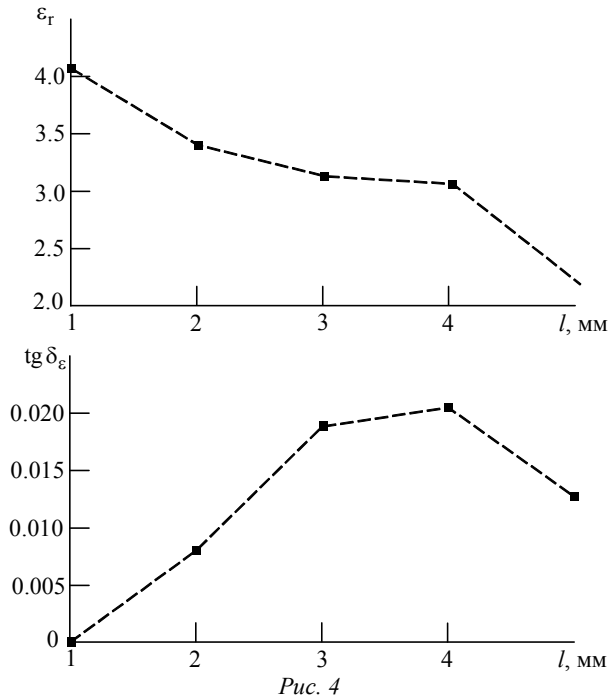
где q_0 , p_0 – номинальные значения функции и аргумента соответственно.

Полученные значения коэффициентов чувствительности приведены в табл. 2. Из таблицы видно, что при номинальных размерах предложенный метод обеспечивает погрешность определения диэлектрической проницаемости 0.08 % и тангенса угла потерь 0.07 %. Наибольшее влияние на результаты расчетов оказывает толщина образца. Ошибка в ее задании на 0.1 мм (при номинальном значении 2 мм) приводит к изменению ϵ_r и тангенса угла потерь на 6.6 %. Также существенно влияет на результат плотность прилегания образца к стенкам волновода. Зазор в 0.1 мм по широкой стенке дает погрешность в определении ϵ_r 6.48 % и тангенса угла потерь 5.63 %.

Перед измерениями анализатор цепей необходимо откалибровать в выбранном диапазоне частот относительно плоскости отсчета С–С, лежащей в месте соединения КВП с измерительной камерой (см. рис. 2). Для этого в анализаторе цепей предусмотрена специальная процедура. Как отмечено в инструкции к анализатору цепей [9], этот вид калибровки достаточно узкополосный, поэтому измерения проводились в сравнительно узкой полосе частот.

Таблица 2

l_1 , мм	l_2 , мм	t , мм	b_1 , мм	ϵ_r	$\operatorname{tg} \delta_\epsilon$	$\delta(\epsilon_r)$	$\delta(\operatorname{tg} \delta_\epsilon)$
10.0	20.0	2.0	10.0	10.0082	0.3002	–	–
9.9	20.0	2.0	10.0	9.9325	0.3089	0.13	-0.58
10.0	19.9	2.0	10.0	9.2793	0.2881	0.4	-0.37
10.0	20.0	1.9	10.0	9.3523	0.2831	13.2	-3.2
10.0	20.0	2.0	9.9	8.7949	0.2623	6.48	5.63



На рис. 4 представлены результаты измерений зависимостей ε_r и $\operatorname{tg} \delta_\varepsilon$ капролона типа А от толщины образца. Они находятся в пределах интервала справочных значений [10] соответствующих величин для этого материала.

Результаты измерений параметров некоторых диэлектриков на частоте 10 ГГц приведены в табл. 3. Сравнение со справочными параметрами [8] показывает, что измеренные значения параметров находятся в пределах или близко к справочным. Сравнительно большое отличие тангенса угла потерь керамики 22ХС от справочных данных может быть обусловлено неидеально согласованной нагрузкой, использованной при калибровке установки.

Таблица 3

Материал	l , мм	Справочные параметры [9]		Измеренные параметры	
		ε_r	$\operatorname{tg} \delta_\varepsilon$	ε_r	$\operatorname{tg} \delta_\varepsilon$
Капролон А	2	3...4	0.025	3.38	0.027
Капролон В	2	—	—	2.28	0.11
Абразив SiC	2	—	—	16.17	0.08
Керамика 22ХС	1	9.3	0.0015	9.48	0.0063

Следует отметить важное значение правильной калибровки анализатора цепей относительно плоскости волноводного фланца КВП. Калибровка заключается в подключении к КВП последовательно короткозамыкающей пластины, отрезка короткозамкнутого волновода заданной длины и согласованной нагрузки. При этом очень важно обеспечить надежное соединение и соосность КВП и калибровочных деталей. Коэффициент стоячей волны по напряжению согласованной нагрузки в рабочем диапазоне частот должен быть не более 1.05. Несоблюдение этих требований приводит к большой погрешности измерений.

Заключение. Описанный метод позволяет измерять диэлектрическую проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь немагнитных твердых диэлектриков в широком диапазоне частот с достаточной для практики точностью. Образец должен иметь форму пластины с размерами, соответствующими размерам поперечного сечения волновода. Метод требует точного задания толщины образца, длины измерительного волновода и положения образца в нем. Образец должен быть установлен без зазоров между ним и стенками волновода, а анализатор цепей с КВП тщательно откалиброван. Для обработки результатов измерений используется специальная программа, написанная в среде MATLAB.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гинзтон Э. Л. Измерения на сантиметровых волнах / под ред. Г. А. Ремеза. М.: Изд-во иностр. лит., 1960. 620 с.
2. Брандт А. А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. М.: Физматлит, 1963. 403 с.
3. Microwave electronics. Measurement and materials characterization / L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, V. K. Varadan. New York: John Wiley & Sons, 2004. 549 p.
4. NIST technical notes 1536, Dec. 2006. URL: <https://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/Legacy/TN/nbstechnicalnote1536.pdf> (дата обращения 09.10.2018)
5. Григорьев А. Д. Измерение электрических параметров карбид-кремниевых поглотителей в микроволновом диапазоне // Материалы Всерос. конф.

- "Электроника и микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, 30 мая – 02 июня 2016 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. С. 54–58.
6. R&S@ZVL Vector Network Analyzer Operating Manual. URL: https://www.rohde-schwarz.com/ru/home_48230.html (дата обращения 02.10.2018)
7. Mitchell M. An Introduction to Genetic Algorithms. Cambridge: MIT Press, 1998. 226 p.
8. Григорьев А. Д. Методы вычислительной электродинамики. М.: Физматлит, 2012. 430 с.
9. URL: <https://manualzz.com/doc/9311034/rands@zvl-vector-network-analyzer> (дата обращения 02.10.2018)
10. Таблицы физических величин / под ред. акад. И. К. Кикоина. М.: Атомиздат, 1976. 1008 с.

Статья поступила в редакцию 07 мая 2018 г.

Григорьев Андрей Дмитриевич – доктор технических наук (1985), профессор (1989) кафедры радиотехнической электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ, в том числе трех учебников и четырех монографий. Сфера научных интересов – электроника и техника СВЧ; вычислительная электродинамика.
E-mail: adgrigoriev@etu.ru

REFERENCES

1. E. L. Ginzton. Microwave measurements. N. Y., McGraw-Hill, 1957, 515 p.
2. Brandt A. A. *Issledovanie dielektrikov na sverkhvysokikh chastotakh* [Investigation of Dielectrics at Microwave Frequencies]. Moscow, Fizmatlit, 1963, 403 p. (In Russian)
3. Chen L. F., Ong C. K., Neo C. P., Varadan V. V., Varadan V. K. Microwave Electronics. Measurement and Materials Characterization. N. Y., John Wiley & Sons, 2004, 549 p.
4. NIST technical notes 1536, Dec. 2006. Available at: <https://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/Legacy/TN/nbstechnicalnote1536.pdf> (accessed 02.10.2018)
5. Grigor'ev A. D. *Izmerenie elektricheskikh parametrov karbid-kremnievykh poglotitelei v mikrovolnovom diapazone* [Measurement of Electrical Parameters of Silicon-Carbide Absorbers in the Microwave Range]. Materials of the All-Russian Conference "Electronics and Microelectronics Microwave", 30 may – 02 june 2016, Saint Petersburg. SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2016, pp. 54–58. (In Russian)
6. R&S@ZVL Vector Network Analyzer Operating Manual. Available at: https://www.rohde-schwarz.com/ru/home_48230.html (accessed 02.10.2018)
7. Mitchell M. An Introduction to Genetic Algorithms. Cambridge, MIT Press, 1998, 226 p.
8. Grigor'ev A. D. *Metody vychislitel'noi elektrodinamiki* [Methods of Computational Electrodynamics]. Moscow, Fizmatlit, 2012, 430 p. (In Russian)
9. Available at: <https://manualzz.com/doc/9311034/rands@zvl-vector-network-analyzer> (accessed 02.10.2018)
10. *Tablitsy fizicheskikh velichin* [Tables of Physical Values]. Ed. by I. K. Kikoin. Moscow, Atomizdat, 1976, 1008 p. (In Russian)

Received May, 07, 2018

Andrey D. Grigoriev – D.Sc. in Engineering (1985), Professor (1989) of the Department of Radio Engineering Electronics of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: microwave electronics and microwave technique; computational electrodynamics.
E-mail: adgrigoriev@etu.ru

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-39-43

УДК 621.3.083

Andrey D. GrigorievSaint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

NEW WAVEGUIDE METHOD FOR DIELECTRIC PARAMETER MEASUREMENT

Abstract. Perfect knowledge of dielectric parameters is necessary for its application in various devices. In spite of the whole range of measurement techniques, their practical implementation in the microwave frequency band runs into some difficulties. This article describes a new method for nonmagnetic dielectrics permittivity and loss tangent measurement in the microwave frequency band. A dielectric specimen slab is placed in the short-circuited waveguide section normal to its axis and fills the whole cross-section of the waveguide at approximately quarter wavelength from its short-circuited endpoint. By means of the vector network analyzer the waveguide section reflection factor is measured. Objective function is determined as difference between calculated and measured module and phase of the reflection factor. Specific code for objective function calculation and its minimization is worked out. Minimization of this function by varying dielectric parameters makes it possible to find real values of these parameters. The method needs no de-embedding and can be used with non-calibrated waveguide-to-coax transitions. Also it is less sensitive to the noise component of reflected signal. The testing results show that new method's error does not exceed 0.2 % for relative permittivity and 1% for dielectric loss tangent.

Key words: dielectric parameters, microwaves, waveguides, optimization methods

For citation: Grigoriev A. D. New Waveguide Method for Dielectric Parameter Measurement. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 5, pp. 39–43. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-39-43 (In Russian)

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

НОВЫЙ ВОЛНОВОДНЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИКОВ

Аннотация. Точное знание параметров диэлектрика необходимо при его применении в самых различных устройствах. Несмотря на наличие целого ряда известных методов измерения этих параметров, практическое их применение в микроволновом диапазоне частот наталкивается на ряд трудностей. В данной статье описан новый волноводный метод измерения диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь немагнитных диэлектриков в микроволновом диапазоне. Пластина диэлектрика помещается в короткозамкнутый отрезок волновода перпендикулярно его оси, заполняя все поперечное сечение на расстоянии примерно четверти длины волны от короткозамкнутого конца отрезка. С помощью векторного анализатора цепей измеряется коэффициент отражения от входа волновода. Для определения параметров диэлектрика по этим данным составлена программа вычисления и минимизации целевой функции, которая определяется как разность между вычисленными значениями модуля и фазы коэффициента отражения на входе волновода и измеренными значениями этого коэффициента. Минимизация этой функции при варьировании параметров диэлектрика позволяет определить указанные параметры. По сравнению с известными, представленный в настоящей статье метод не требует переноса плоскостей отсчета векторного анализатора цепей к поверхностям образца и менее чувствителен к шумовой составляющей измерительного сигнала. Это позволяет использовать при измерении некалиброванные коаксиально-волноводные переходы. По результатам тестирования метода погрешность измерения относительной диэлектрической проницаемости не превышает 0,2 %, а тангенса угла диэлектрических потерь – 1 %.

Ключевые слова: параметры диэлектриков, микроволны, волноводы, методы оптимизации

Для цитирования: Григорьев А. Д. Новый волноводный метод измерения параметров диэлектриков // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 5. С. 39–43. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-39-43

Introduction. Dielectrics permittivity and loss tangent measurement in the microwave frequency band has always been the subject of research and development [1], [2]. Lately these measurements have gained in particular importance due to appearance and use of new materials in microwave engineering, such as SiC absorbers, meta-materials, etc. Although there is a lot of well-known measuring techniques, not all of them are suitable for the solution of this particular problem. For example, cavity methods are hardly suitable for broadband measuring; methods based on coaxial transmission line require sample pieces in the form of the disk with a hole that are difficult to produce from fragile solid materials; methods using open-circuit systems often fail to provide adequate accuracy.

Waveguide methods are the most suitable for broadband frequency measuring. For instance, the well-known Nicolson-Ross-Weir (NRW) method [3], [4] is widely used for parameters measuring of both nonmagnetic and magnetic dielectrics. The method is based on the measurement of the scattering matrix (S-matrix) of the waveguide section with a test material slab. To evaluate the sample parameters the method uses scattering matrix defined between the front and back planes of the slab.

Since a vector network analyzer measures S-parameters with respect to reference planes, the method requires de-embedding input and output port reference planes to the sample surface. For de-embedding uniqueness, group velocity is calculated $d\omega/d\beta$, where ω represents angular frequency; β is constant phase in the waveguide. Based on this method in particular, a measuring unit was designed and the software for processing measurement results was elaborated [5]. However, during the operation it was found that the noise in measuring signal of Rohde&Schwarz ZVL-13 vector network analyzer [6] results in different signs of group velocity values obtained at different frequencies. This leads to wrong measurement results. The attempts to smooth over the measured S-parameters dependencies did not give the desired effect. Due to this, the present article proposes a new waveguide method for measuring parameters.

Method description. The method uses a waveguide short-circuited section as a measuring chamber containing a specimen of dielectric in the form of the slab entirely filling the waveguide cross section (Fig. 1). The dielectric is supposed to be nonmagnetic (relative magnetic permeability $\mu_r = 1$).

Let us denote the distance from the waveguide short circuit to the specimen by l_1 , the distance from the specimen to the input port by l_2 and slab thickness by l . It is assumed that only H_{10} -mode propagates in the air-filled waveguide sections.

Boundary conditions on the air-dielectric interface require continuous of tangential electric and magnetic fields. It follows therefrom that H_{10} -mode also propagates in dielectric-filled waveguide section and there is no higher mode excitation even though their propagation in this section is possible.

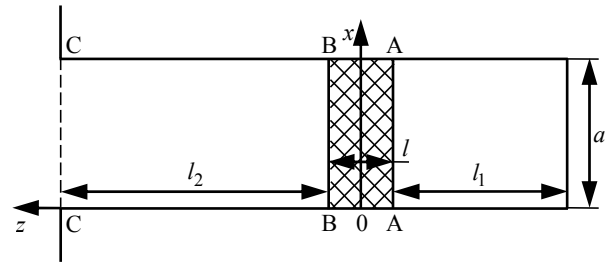


Fig. 1

Let us find the waveguide section input impedance. The short-circuited waveguide section input impedance in A–A plane is

$$Z_{AA} = iZ_{g0} \tan(\beta_0 l_1),$$

where $Z_{g0} = (2b/a)\eta_0 [1 - (\lambda/\lambda_c)^2]^{-1/2}$ is wave impedance of free-space waveguide; $\beta_0 = 2\pi/\lambda_g$ is its phase constant with b , a being the dimensions of the waveguide narrow and wide sides, respectively; $\eta_0 = 120\pi \text{ Ом}$ is free space wave impedance, λ is free space wavelength; $\lambda_c = 2a$ is the cut-off wavelength in the free-space waveguide, $\lambda_g = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2}$ is the wavelength in the free-space waveguide.

This impedance serves as the load impedance for the dielectric-filled waveguide section (crosshatched in Fig. 1). Its input impedance is

$$Z_{BB} = Z_{g1} \frac{Z_{AA} + iZ_{g1} \tan(\gamma_1 l)}{Z_{g1} + iZ_{AA} \tan(\gamma_1 l)},$$

where

$$Z_{g1} = \frac{(2b/a)\epsilon_r^{-1/2}}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2/\epsilon_r}}; \quad \gamma_1 = \frac{2\pi\epsilon_r^{1/2}}{\lambda} \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_c)^2/\epsilon_r}$$

are wave impedance and propagation constant of waveguide section with the sample piece with $\epsilon_r = \epsilon_r (1 - i \tan \delta_\epsilon)$ being complex permittivity of the sample ($\tan \delta_\epsilon$ is dielectric loss tangent).

Input impedance in the C–C plane can be found in a similar way:

$$Z_{CC} = Z_{g0} \frac{Z_{BB} + iZ_{g0} \tan(\beta_0 l_2)}{Z_{g0} + iZ_{BB} \tan(\beta_0 l_2)}.$$

Reflection factor of the measuring chamber is:

$$\Gamma = \frac{Z_{CC} - Z_{g0}}{Z_{CC} + Z_{g0}}.$$

It is obvious that with properly selected values of ϵ_r and $\tan \delta_\epsilon$ the calculated and measured reflection factors must be the same. Hence, we can derive objective function:

$$F = (|\Gamma| - |\Gamma_m|)^2 + \alpha(\varphi - \varphi_m)^2,$$

where $|\Gamma_m|$, φ_m present modulus and phase of the measured reflection factor; α is a weight factor defined experimentally. Minimization of this function when using ϵ_r and $\tan \delta_\epsilon$ as varying parameters makes it possible to find parameters of the measured material.

In order to calculate objective function and to minimize it, the special program "EPS" was written in MATLAB. Since the objective function is not unimodal, the program uses the genetic algorithm [7] for the global minimum search.

Measuring unit and measurement results. Measuring unit (Fig. 2) consists of the vector network analyzer Rohde&Shwarz ZVL-13 1, coaxial cable 2, waveguide-to-coax transition (WTC) 3 and measuring chamber 4 with a specimen. The analyzer transmits measurement results to the computer 5. The unit allows measurement in a given frequency band with a fixed frequency step.

The measuring chamber is a section of standard rectangular waveguide with the length of 40 mm and cross section $23 \times 10 \text{ mm}^2$. We used 2 mm thick specimen placed at a distance of 19 mm from the shorted

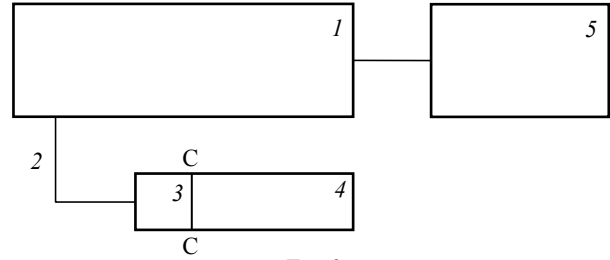


Fig. 2

end. The chamber is driven by the vector network analyzer Rohde&Shwarz ZVL-13 by means of WTC. The distance between the short circuit plane and the specimen makes approximately a quarter-wavelength in the waveguide. In this case the electric field near the specimen and hence the method sensitivity is maximal.

The method was tested by means of mathematical simulation of measuring chamber using the RFS program [8]. Dependence of the electric field on the y-coordinate (Fig. 1) in different cross sections is shown on Fig. 3. The input power is 1 W. The cross section $x = 0$ is in the middle of the specimen, the cross section $x = -18 \text{ mm}$ is close to the shorted end of the section, and the cross section $x = 18 \text{ mm}$ is close to the input port (Fig. 1). Field distribution corresponding to H_{10} mode and free from higher modes was observed in all the cross sections.

Reflection factor S_{11} of the measuring chamber with the specimen was calculated in RFS program and then entered in EPS program. The program calculation results were compared with the specimen preset parameters in RFS. The weighting factor α in the objective function was taken to be equal to one.

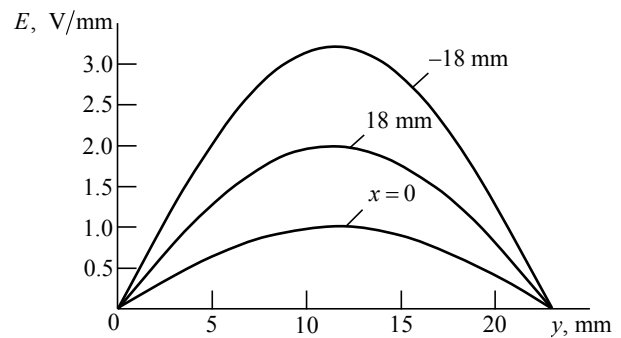


Fig. 3

Table 1

Frequency, GHz	Parameters		Test results		Relative error, %	
	ϵ_r	$\tan \delta_\epsilon$	ϵ_r	$\tan \delta_\epsilon$	ϵ_r	$\tan \delta_\epsilon$
8	2	0.0003	2.000471	0.000303	0.023	1.0
	14	0.3	14.00618	0.300226	0.065	0.07
10	2	0.0003	2.000544	0.000301	0.0272	0.33
	14	0.3	14.02879	0.300171	0.205	0.057
12	2	0.0003	2.001372	0.000325	0.0686	0.83
	14	0.3	13.99038	0.299225	-0.068	-0.25

Table 1 provides data for PTFE (Teflon) having low ϵ_r and low losses, as well as for polycrystalline SiC-based absorbing material ($\epsilon_r = 14$; $\tan \delta_e = 0.3$). As we can see, error of dielectric permittivity does not exceed 0.1 %, and 1 % for dissipation factor. According to the measurements, these results do not depend on the length of the measuring chamber, as well as on the position of the specimen in it, which is an apparent advantage of the proposed technique. The similar results are obtained for the specimens with different thickness and made from different materials. Note that the use of this method avoids the necessity for reference planes de-embedding.

Estimation of the method errors. Main error sources of the method are: inexact thickness of the specimen, its gapping with the walls of the waveguide and inaccurate sizing of l_1 and l_2 .

Since analytical calculation of the error in this case is impossible, mathematical simulation of the chamber was performed with the size and position of the sample deviating from the values set in the result processing program.

The simulation was performed by means of the RFS program, with the same size of the measuring chamber, as it was set during the testing. As a result, the error sensitivity was found for a typical 2 mm thick specimen with $\epsilon_r = 10$ and $\tan \delta_e = 0.3$. Simulation was performed on 10 GHz frequency. Relative sensitivity of q parameter to resizing of p argument was calculated by the following formula

$$\delta(q)_p = \left(\frac{q - q_0}{q_0} \right) / \left(\frac{p - p_0}{p_0} \right),$$

where q_0 , p_0 are the reference values of the function and the argument respectively.

The obtained values of sensitivity factors are shown in Table 2. According to the table, with the reference dimensions the proposed method induces dielectric permittivity error of 0.08 % and loss tangent error of 0.07 %. The specimen thickness provides the most significant effect on the results of calculation. 0.1 mm error in its setting (with the reference value of 2 mm) results in changes ϵ_r and loss tangent error by 13 and 3 % respectively. Moreover, the specimen gapping with the walls of the waveguide is of critical

importance. 0.1 mm gap along the wide wall gives 6.48 % error in ϵ_r , and 5.63 % error in loss tangent.

Before making measurements, it is necessary to calibrate the circuit analyzer in the specified frequency range with respect to C-C reference plane lying at the junction of WTC and measuring chamber (see Fig. 2). For this purpose, the circuit analyzer is configured with a special procedure. As it is mentioned in the circuit analyzer manual [9], this is a narrowband type of calibration, thus the measurements are made in comparatively narrow band of frequencies.

Fig. 4 demonstrates the A Caprolone ϵ_r and $\tan \delta_e$ measurement results on the thickness of the specimen. They are within the range of reference values [10] for this type of material.

Table 3 shows measurement results for some dielectrics at the frequency of 10 GHz. Comparison with the reference parameters [8] shows that the measured parameter values are within the range of reference values. Comparatively big difference of ceramics 22XC loss tangent from the reference values may be caused by nonideal termination during calibration of the equipment.

It is necessary to mention the importance of proper calibration of the circuit analyzer in the plane

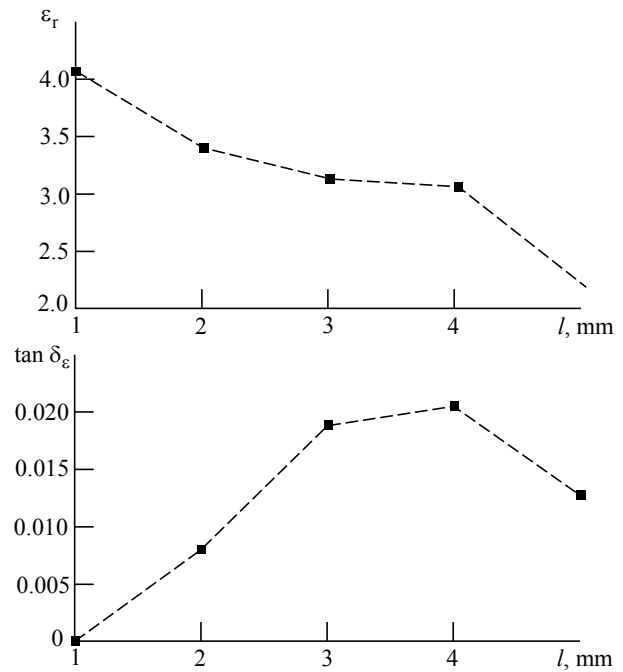


Fig. 4

Table 2

l_1 , mm	l_2 , mm	l , mm	b_1 , mm	ϵ_r	$\tan \delta_e$	$\delta(\epsilon_r)$	$\delta(\tan \delta_e)$
10.0	20.0	2.0	10.0	10.0082	0.3002	—	—
9.9	20.0	2.0	10.0	9.9325	0.3089	0.13	-0.58
10.0	19.9	2.0	10.0	9.2793	0.2881	0.4	-0.37
10.0	20.0	1.9	10.0	9.3523	0.2831	13.2	-3.2
10.0	20.0	2.0	9.9	8.7949	0.2623	6.48	5.63

Table 3

Material	t , mm	Reference parameters [9]		Measured parameters	
		ε_r	$\tan \delta_\varepsilon$	ε_r	$\tan \delta_\varepsilon$
Caprolone A	2	3...4	0.025	3.38	0.027
Caprolone B	2	—	—	2.28	0.11
Abrasive SiC	2	—	—	16.17	0.08
Ceramic 22XC	1	9.3	0.0015	9.48	0.0063

of the WTC waveguide flange. Calibration involves subsequently attaching short circuiting plate, section of short-circuited waveguide of specified length and termination to the WTC. Here, it is very important to provide fail-safe connection and aligning of the WTC and calibration components. VSWR of operating frequency termination have

not to exceed 1.05. Not meeting these requirements leads to low accuracy of measurements.

Conclusion. The method described allows measuring dielectric permittivity and loss tangent of nonmagnetic solid dielectrics in broad frequency band with sufficient accuracy. The specimen is to be in the form of a slab sized according to the waveguide cross sectional dimensions. The method requires accurate specification of the specimen thickness, the measuring waveguide length and the specimen placing in it. The specimen is to be fixed without any waveguide walls-to-specimen gaps and the network analyzer with WTC is to be carefully calibrated. To process the measurement results a special software written in MATLAB is used.

REFERENCES

1. E. L. Ginzton. Microwave measurements. N. Y., McGraw-Hill, 1957, 515 p.
2. Brandt A. A. *Issledovanie dielektrikov na sverkhvysokikh chastotakh* [Investigation of Dielectrics at Microwave Frequencies]. Moscow, Fizmatlit, 1963, 403 p. (In Russian)
3. Chen L. F., Ong C. K., Neo C. P., Varadan V. V., Varadan V. K. Microwave Electronics. Measurement and Materials Characterization. N. Y., John Wiley & Sons, 2004, 549 p.
4. NIST technical notes 1536, Dec. 2006. Available at: <https://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/Legacy/TN/nbstechnicalnote1536.pdf> (accessed 02.10.2018)
5. Grigor'ev A. D. *Izmerenie elektricheskikh parametrov karbid-kremnievykh poglotitelei v mikrovolnovom diapazone* [Measurement of Electrical Parameters of Silicon-Carbide Absorbers in the Microwave Range]. Materials of the All-Received May, 07, 2018
6. Russian Conference "Electronics and Microelectronics Microwave", 30 may – 02 june 2016, Saint Petersburg. SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2016, pp. 54–58. (In Russian)
7. R&S@ZVL Vector Network Analyzer Operating Manual. Available at: https://www.rohde-schwarz.com/ru/home_48230.html (accessed 02.10.2018)
8. Mitchell M. An Introduction to Genetic Algorithms. Cambridge, MIT Press, 1998, 226 p.
9. Grigor'ev A. D. *Metody vychislitel'noi elektrodinamiki* [Methods of Computational Electrodynamics]. Moscow, Fizmatlit, 2012, 430 p. (In Russian)
10. Available at: <https://manualzz.com/doc/9311034/rands@zvl-vector-network-analyzer> (accessed 02.10.2018)
11. *Tablitsy fizicheskikh velichin* [Tables of Physical Values]. Ed. by I. K. Kikoin. Moscow, Atomizdat, 1976, 1008 p. (In Russian)

Andrey D. Grigor'ev – D.Sc. in Engineering (1985), Professor (1989) of the Department of Radio Engineering Electronics of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: microwave electronics and microwave technique; computational electrodynamics. E-mail: adgrigorev@etu.ru

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гинзтон Э. Л. Измерения на сантиметровых волнах / под ред. Г. А. Ремеза. М.: Изд-во иностр. лит., 1960. 620 с.
2. Брандт А. А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. М.: Физматлит, 1963. 403 с.
3. Microwave electronics. Measurement and materials characterization / L. F. Chen, C. K. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan, V. K. Varadan. New York: John Wiley & Sons, 2004. 549 p.
4. NIST technical notes 1536, Dec. 2006. URL: <https://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/Legacy/TN/nbstechnicalnote1536.pdf> (дата обращения 09.10.2018)
5. Григорьев А. Д. Измерение электрических параметров карбид-кремниевых поглотителей в микроволновом диапазоне // Материалы Всерос. конф. Статья поступила в редакцию 07 мая 2018 г.
6. "Электроника и микроэлектроника СВЧ", Санкт-Петербург, 30 мая – 02 июня 2016 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. С. 54–58.
7. R&S@ZVL Vector Network Analyzer Operating Manual. URL: https://www.rohde-schwarz.com/ru/home_48230.html (дата обращения 02.10.2018)
8. Mitchell M. An Introduction to Genetic Algorithms. Cambridge: MIT Press, 1998. 226 p.
9. Григорьев А. Д. Методы вычислительной электродинамики. М.: Физматлит, 2012. 430 с.
10. URL: <https://manualzz.com/doc/9311034/rands@zvl-vector-network-analyzer> (дата обращения 02.10.2018)
11. Таблицы физических величин / под ред. акад. И. К. Кикоина. М.: Атомиздат, 1976. 1008 с.

Григорьев Андрей Дмитриевич – доктор технических наук (1985), профессор (1989) кафедры радиотехнической электроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ, в том числе трех учебников и четырех монографий. Сфера научных интересов – электроника и техника СВЧ; вычислительная электродинамика. E-mail: adgrigoriev@etu.ru

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-44-50

УДК 621.315.592

Я. В. Иванова, Г. Е. Яковлев, В. И. Зубков

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

ЭМИССИОННЫЕ ПРОЦЕССЫ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ КВАНТОВОЙ ЯМЫ С ДОНОРНЫМ ДЕЛЬТА-СЛОЕМ В pHEMT-ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ

Аннотация. В настоящей статье проведено экспериментальное и теоретическое исследование pHEMT-гетероструктур (ГС) с квантовой ямой (КЯ) AlGaAs/InGaAs/GaAs и дельта-легированным слоем, используемых как активные области при изготовлении СВЧ-транзисторов, работающих в частотном диапазоне 4...18 ГГц. В качестве экспериментальных методик применялись: электрохимическое вольт-фарадное профилирование, методы адмиттансной спектроскопии (полной проводимости). Была проведена модернизация установки ECV-Pro, что позволило впервые в эксперименте наблюдать два концентрационных пика: от приповерхностного дельта-слоя pHEMT-транзистора и пик обогащения от КЯ. Для определения оптимальной скорости травления осуществлялся контроль дна кратера в процессе травления посредством АСМ-микроскопа. Емкость контакта "электролит-полупроводник" измерялась RLC-измерителем Agilent. Основной теоретический метод исследования в работе – численное моделирование ключевых электрофизических параметров наногетероструктуры путем самосогласованного решения уравнений Шредингера и Пуассона. Были определены профили дна зоны проводимости и рассчитаны уровни размерного квантования для исследуемых образцов гетероструктуры. Проведен комплексный анализ серии образцов с целью исследования влияния положения дельта-слоя на глубину залегания уровней и концентрацию носителей в КЯ. Определено оптимальное расстояние между КЯ и дельта-слоем, обеспечивающее наиболее эффективный процесс поставки носителей заряда в квантовую яму. Проведенный цикл исследований направлен на совершенствование приборов СВЧ-электроники. Он позволяет увеличить коэффициент усиления и крутизну передаточной характеристики транзисторов.

Ключевые слова: электрохимическое вольт-фарадное профилирование, ECV, pHEMT, квантовая яма, GaAs, InGaAs/GaAs/AlGaAs, туннелирование, самосогласованное решение уравнений Шредингера и Пуассона

Для цитирования: Иванова Я. В., Яковлев Г. Е., Зубков В. И. Эмиссионные процессы взаимодействия квантовой ямы с донорным дельта-слоем в pHEMT-гетероструктурах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 5. С. 44–50. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-44-50

Yana V. Ivanova, George E. Yakovlev, Vasily I. Zubkov
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

EMISSION PROCESSES OF QUANTUM WELL INTERACTION WITH DELTA-LAYER IN pHEMT-HETEROSTRUCTURES

Abstract. The paper provides experimental and theoretical study of pHEMT heterostructures with quantum well (QW) AlGaAs/InGaAs/GaAs and delta-doped layer used as active layers for fabrication of 4-18 GHz transistors. As the experimental techniques, the electrochemical capacitance-voltage (ECV) profiling and other methods of admittance spectroscopy are applied. Modernization of commercial ECV-profiling setup allows observing for the first time the concentration peak from a near-surface delta-layer of pHEMT heterostructures together with the enrichment peak from the quantum well. In order to optimize the etching speed the crater bottom control is performed by means of AFM. The

electrolyte-semiconductor contact capacitance is measured with Agilent RLC-meter. The main theoretical technique used in the research is numerical modeling of nanoheterostructure key electronic features by self-consistent solution of Schrödinger and Poisson equations. The potential line-up for the conduction band bottom is obtained, and the quantized energy levels are calculated. The complex analysis of series of samples is carried out in order to understand the influence of delta-layer position on the level depth and at the carrier concentration. The optimum distance between QW and delta-layer providing the most efficient charge carrier delivery to quantum well is found. The performed research is aimed at improvement of microwave electronic devices allowing increase of the gain coefficient and the transfer characteristic of SHF-transistors.

Key words: electrochemical capacitance-voltage (ECV) profiling, pHEMT, quantum well, GaAs, InGaAs/GaAs/AlGaAs, tunneling, self-consistent solution of poisson and schrodinger equations

For citation: Ivanova Ya. V., Yakovlev G. E., Zubkov V. I. Emission Processes of Quantum Well Interaction with Delta-Layer in PHEMT Heterostructures. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 5, pp. 44–50. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-44-50 (In Russian)

Введение. Полевые транзисторы с двумерным электронным газом (ДЭГ) высокой плотности (High Electron Mobility Transistor – HEMT) относятся к быстродействующим активным элементам микроэлектроники [1]. Регулярно появляются сведения о достижении новых рекордов, связанных с совершенствованием технологии и использованием новых материалов. В настоящей статье представлены результаты исследования структур отечественных арсенид-галлиевых псевдоморфных HEMT-транзисторов (pHEMT), предназначенных для работы на частотах 4...18 ГГц (усилители, смесители, умножители частоты, управляющие устройства и т. д.) [2], [3].

Полупроводниковые гетероструктуры (ГС) для современных pHEMT-приборов представляют собой набор эпитаксиальных слоев из неоднородно легированных материалов различного состава. Совершенствование таких приборов приводит к ужесточению требований к точности воспроизводства последовательности слоев, их состава и степени легирования. Кроме того, возникает необходимость создания резких скачков концентрации примеси [4]. Все это требует тщательного контроля параметров на различных стадиях технологического процесса. Особенно важно контролировать распределение примеси и основных носителей заряда [5]. Приводятся данные измерений методом ECV-профилирования (Electrochemical Capacitance-Voltage) [6], [7] концентрационных пиков основных носителей заряда по глубине набора pHEMT-структур, выращенных на подложках GaAs.

При использовании дельта-легированного слоя важное значение имеет эмиссионное взаимодействие между ним и квантовой ямой (КЯ). Существует два основных механизма эмиссии – термополевая и туннельная. Разделение влияния каждого из них представляет многофакторную

задачу и будет рассмотрено в следующих статьях. В частности, расчет туннельной составляющей численно может быть проведен в соответствии с методикой [8]. Для определения влияния дельта-слоя на основные параметры КЯ в настоящей статье было проведено численное моделирование таких параметров, как профиль дна зон, разрыв зон, положение уровней размерного квантования, концентрационные профили, подвижность носителей и др. Расчет осуществлялся в квантовом ящике путем самосогласованного решения уравнений Шредингера и Пуассона в соответствии с [9].

Эксперимент и моделирование. Исследовался набор идентичных pHEMT-гетероструктур, содержащих квантовую яму AlGaAs/InGaAs/GaAs, выращенных на полуизолирующих подложках GaAs (100) методом молекулярно-пучковой эпитаксии в АО "Светлана-Рост" (Санкт-Петербург). Образцы представляли собой односторонние дельта-легированные GaAs pHEMT ГС для маломощных усилителей. Концентрация примеси в донорном слое образцов в процессе роста задавалась на уровне $2.5 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$. Использование дельта-легирования в качестве донорного слоя позволяет по сравнению с объемным легированием при сохранении рабочих характеристик прибора получить большее значение крутизны и повысить управляемость транзистора [10]. Это также способствует уменьшению напряжения отсечки. Квантовая яма $\text{Al}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}/\text{In}_{0.22}\text{Ga}_{0.78}\text{As}/\text{GaAs}$ располагалась на глубине 54.5 нм и имела ширину 14 нм.

Измерения концентрации основных носителей заряда (ОНЗ) по глубине структуры проводились при температуре 296 К с использованием профилометра ECV-Pro (Nanometrics). Профиль распределения концентрации основных носителей заряда в исследуемом GaAs pHEMT-образце с дельта-

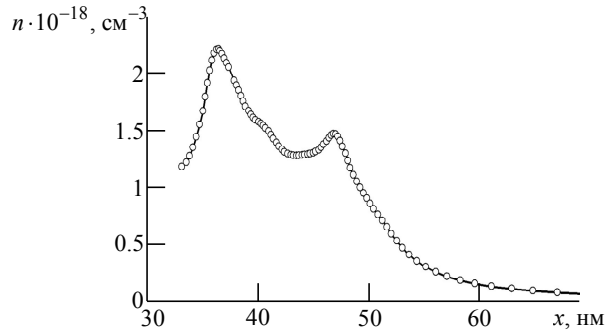


Рис. 1

легирующим слоем и зависимость высоты барьера Шотки на границе раздела "полупроводник GaAs / электролит Тайрон" представлены на рис. 1. Раствор 0.2 М Тайрона использовался для образования электролитического выпрямляющего контакта площадью 0.1 см². При ECV-профилировании шаг травления составлял 1 нм. Частота и амплитуда переменного тестового сигнала составляли 300 Гц и 10 мВ соответственно. Ток травления поддерживался на уровне 0.5 мА/см². В ряде экспериментов для измерения вольт-фарадных характеристик использовался LCR-измеритель AgilentE4980A, который подключался к электрохимической ячейке установки ECV-Pro через специально изготовленный блок реле.

Электрохимическое травление каждого слоя рНЕМТ-транзистора происходит с разной скоростью. Поэтому в процессе ECV-травления важно проверять количество стравленного материала на разных этапах измерения. Использование атомно-силового микроскопа (АСМ) Solver NEXT (NT-MDT) для контроля глубины и качества травления обеспечило в настоящей статье выбор оптимальных параметров измерений.

Моделирование проводилось с использованием самосогласованного решения системы уравнений Шредингера и Пуассона в квантовом ящике. Причем изначально данные были получены для структуры с одиночной КЯ, а затем для системы КЯ + дельта-слой. Основные теоретические выводы получены сравнением полученных результатов.

На сегодняшний день классическим методом вольт-фарадного профилирования в экспериментах наблюдался только один пик на концентрационном профиле рНЕМТ-структур, приписываемый области КЯ (ДЭГ канала) [11]. Мы же наблюдаем два пика: отклик от дельта-слоя и КЯ (рис. 1). Наличие двух пиков в измерениях объясняется тем, что используемый жидкий электролит создает на поверхности меньший выпрямляющий

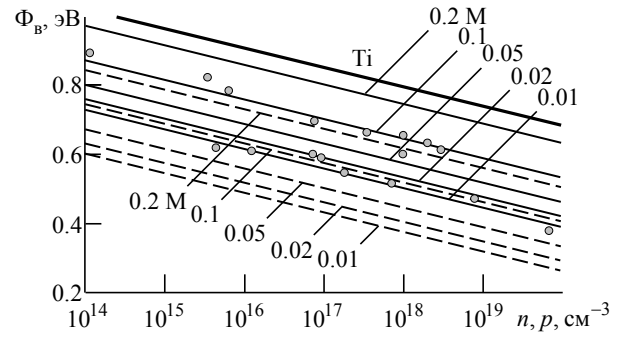


Рис. 2

барьер по сравнению с металлическим контактом при классическом вольт-фарадном профилировании, поэтому исходная (при $U = 0$) ширина обедненной области оказывается меньше [12]. Для подтверждения этого была проведена оценка высоты барьера [13]. Анализ вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик структур на основе арсенида галлия различного уровня легирования в контакте с электролитом Тайрон различной концентрации позволил построить соответствующие номограммы высоты барьера Шотки (Φ_b) на границе раздела "полупроводник/электролит" (рис. 2). Черной толстой сплошной линией обозначена кривая для типичного затворного электрода GaAs рНЕМТ – титана (Ti), точки – экспериментальные данные, остальные линии – результаты моделирования. Черные сплошные линии – материал n -типа, штриховые – p -типа. Заметно, что при концентрации $\sim 10^{18} \text{ см}^{-3}$ выигрыш в меньшей высоте барьера (разница $\sim 0.25 \text{ эВ}$) при использовании электролита выражается в уменьшении исходной ширины области объемного заряда (ООЗ) под барьером на $\sim 20 \text{ нм}$, что как раз соответствует области расположения донорного дельта-слоя.

Наблюдаемый профиль распределения концентрации ОНЗ исследуемого образца хорошо коррелирует с паспортными данными. На рис. 3 представлен профиль распределения концентрации, построенный в более широком диапазоне по коор-

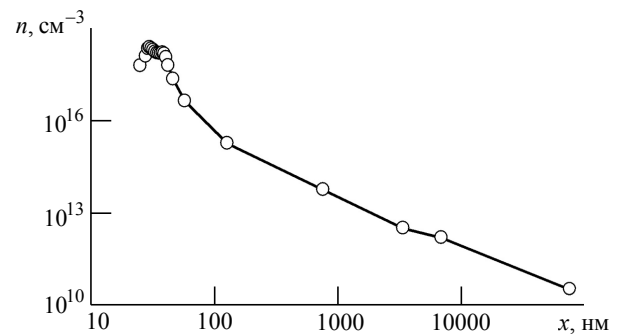


Рис. 3

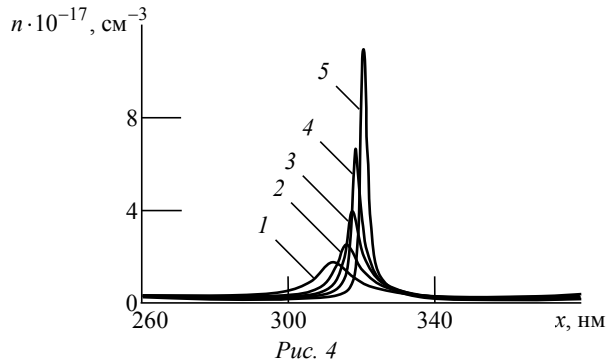


Рис. 4

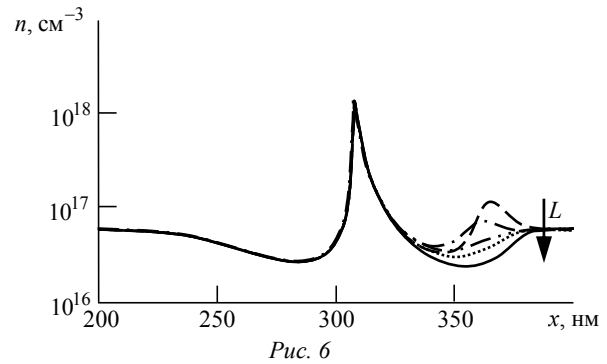


Рис. 6

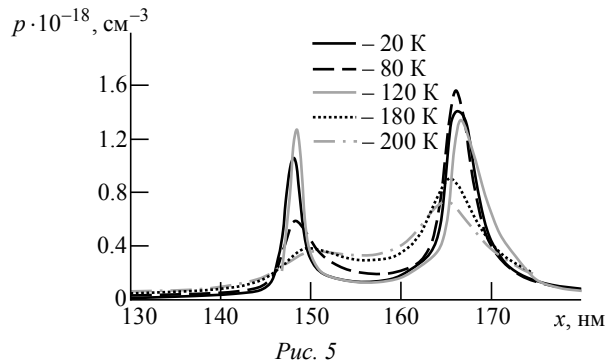


Рис. 5

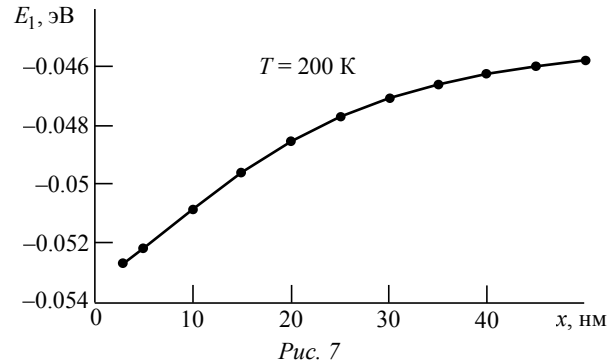


Рис. 7

динате (до 100 мкм). Видно, что после отклика от КЯ наблюдаемое значение концентрации монотонно убывает согласно дебаевскому размытию [14] при переходе к полуизолирующей подложке с концентрацией по данным метода ECV на уровне $\sim 10^{10} \text{ см}^{-3}$. Отметим, что эти измерения являются рекордным достижением по измерению минимальной концентрации ОНЗ в полупроводнике. Помимо уменьшения разрешения ввиду резкого уменьшения емкости, которая становится сравнима с уровнем шума, сложность измерения слаболегированных слоев обусловлена и тем, что в этом случае толщина ООЗ становится сравнима с толщиной образца [15].

Теоретические результаты. Моделирование проводилось в области квантового ящика. Расчеты показали, что положение уровня Ферми не зависит от заряда в дельта-слое, поскольку оно определяется толстым слоем электронейтрального образца. На этом фоне вклад дельта-слоя (или КЯ и дельта-слоя) составляет менее 0.1 % по толщине структуры. Таким образом, можно утверждать, что дельта-легированный слой не оказывает существенного влияния на электрофизические характеристики структуры. Для исследования перераспределения носителей заряда между КЯ и дельта-слоем с изменением температуры проводились вольт-фарадные CV-измерения модельных структур, содержащих КЯ (*n*-типа) InGaAs шириной 10 нм и дельта-слой углерода, удаленный от КЯ на расстояние 13 нм.

Образцы получены в НИФТИ ННГУ методом MOCVD (Metalorganic Chemical Vapor Deposition) при атмосферном давлении водорода – газ-носителя. По экспериментальным CV-характеристикам были рассчитаны профили концентрации основных носителей заряда (электронов) при разных температурах, К: 1 – 300; 2 – 250; 3 – 200; 4 – 155; 5 – 75 (рис. 4).

Для структуры с одиночной КЯ InGaAs/GaAs увеличение температуры от 75 до 250 К (кривые 2–5 на рис. 4) приводило к значительному (порядка 5 раз) уменьшению максимального значения пика концентрации основных носителей заряда, что, как указывалось ранее, связано с увеличением вероятности термоактивационного выброса носителей заряда из КЯ при повышении температуры. Для структуры с КЯ и дельта-легированным слоем (*p*-типа) наблюдается более слабое (менее 2 раз) уменьшение амплитуды наблюдаемой концентрации основных носителей заряда (дырок) при повышении температуры (рис. 5). Это может являться следствием того, что дельта-слой углерода, расположенный рядом с КЯ, является поставщиком носителей заряда для КЯ. Это ослабляет температурную зависимость концентрации носителей заряда, поскольку с повышением температуры наряду с увеличением вероятности термоактивированного выброса носителей из КЯ увеличивается вероятность захвата носителей из дельта-слоя в результате уменьшения степени локали-

зации носителей заряда в области дельта-слоя. Понижение температуры приводит к усилению этого взаимодействия. Моделирование показало также, что при определенном расстоянии от КЯ до дельта-слоя (порядка 25 нм для КЯ шириной 10 нм и разрывом зоны проводимости 175 мэВ) на концентрационных зависимостях разрешаются отдельные пики для КЯ и дельта-слоя (рис. 6). При уменьшении расстояния L между КЯ и дельта-слоем от 40 до 5 нм наблюдается уменьшение величины пика для дельта-слоя и незначительное увеличение величины пика для КЯ, что связано с захватом носителей ямой.

Наличие дельта-легированного слоя рядом с КЯ не только влияет на заполнение ее носителями заряда, но также оказывает влияние на положение

уровней квантования. На рис. 7 представлена зависимость положения основного уровня квантования от расстояния между КЯ и дельта-легированным слоем, полученная при моделировании.

Заключение. Таким образом, в результате теоретического исследования установлено, что при расстоянии между КЯ и дельта-слоем порядка не более одной–двух дебаевских длин дельта-слой является эффективным поставщиком носителей заряда в область КЯ. При этом видоизменяется потенциал в области КЯ и происходит изменение положения уровней квантования. Модернизация экспериментальной установки позволила впервые зарегистрировать два концентрационных пика методом ECV-профилирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Mimura T. Development of High Electron Mobility Transistor // Jpn. J. Appl. Phys. 2005. Vol. 44, no. 12. P. 8263–8268. doi: 10.1143/JJAP.44.8263
2. Golio M., Golio J. RF and Microwave Passive and Active Technologies. Boca Raton: CRC Press, 2007. 736 p.
3. Pejovic Momcilo M., Pejovic Milic M. Different Types of Field-Effect Transistors. Rijeka: InTech, 2017. 182 p. doi: 10.5772/65626
4. Электрохимическое вольт-емкостное профилирование концентрации свободных носителей заряда в HEMT-гетероструктурах на основе соединений InGaAs/AlGaAs/GaAs / П. Н. Брунков, А. А. Гуткин, М. Э. Рудинский, О. И. Ронжин, А. А. Ситникова, А. А. Шахмин // ФТП. 2011. Т. 45, № 6. С. 829–835.
5. Гетероструктуры с квантовыми точками InGaAs/GaAs, легированными атомами переходных элементов. II: Исследование циркулярно-поляризованной люминесценции / М. В. Дорохин, С. В. Зайцев, А. В. Рыков, А. В. Здравейцев, Е. И. Малышева, Ю. А. Данилов, В. И. Зубков, Д. С. Фролов, Г. Е. Яковлев, А. В. Кудрин // ЖТФ. 2017. Т. 87, № 10. С. 1539–1544. doi: 10.21883/JTF.2017.10.44999.1989
6. Ambridge T., Faktor M. An Automatic Carrier Concentration Profile Plotter Using an Electrochemical Technique // J. Appl. Electrochem. 1975. Vol. 5, no. 4. P. 319–328. doi: 10.1007/BF00608796
7. Blood P. Capacitance-Voltage Profiling and the Characterisation of III–V Semiconductors Using Electrolyte Barriers // Semicond. Sci. Technol. 1986. Vol. 1. P. 7–27. doi: 10.1088/0268-1242/1/1/002
8. Иванова Я. В., Зубков В. И. Численный расчет коэффициента прозрачности легированной гетероструктуры с квантовой ямой методом внутренней задачи // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2018. Вып. 5. С. 5–10.
9. Зубков В. И. Диагностика гетероструктур с квантовыми ямами $\text{In}_x\text{Ga}_{x-1}\text{As}/\text{GaAs}$ методом вольт-

фардных характеристик: разрывы зон, уровни квантования, волновые функции // ФТП. 2007. Т. 41, Вып. 3. С. 331–337

10. A Delta-Doped InGaP/InGaAs pHEMT with Different Doping Profiles for Device-Linearity Improvement / Y.-C. Lin, E. Y. Chang, H. Yamaguchi, W.-Ch. Wu, Ch.-Y. Chang // IEEE Trans. Electron Devices. 2007. Vol. 54, no. 7. P. 1617–1625. doi: 10.1109/TED.2007.899398

11. Теоретические и экспериментальные исследования вольт-амперных и вольт-фардных характеристик HEMT структур и полевых транзисторов / Е. А. Тарасова, Е. С. Оболенская, А. В. Хананова, С. В. Оболенский, В. Е. Земляков, В. И. Егоркин, А. В. Неженцев, А. В. Сахаров, А. Ф. Цацульников, В. В. Лундин, Е. Е. Заварин, Г. В. Медведев // ФТП. 2016. Т. 50, вып. 12. С. 1599–1604. doi: 10.21883/ftp.2016.12.43883.29

12. Особенности электрохимического вольт-фардного профилирования арсенид-галлиевых светоизлучающих и pHEMT-структур с квантово-размерными областями / Г. Е. Яковлев, М. В. Дорохин, В. И. Зубков, А. Л. Дудин, А. В. Здравейцев, Е. И. Малышева, Ю. А. Данилов, Б. Н. Звонков, А. В. Кудрин // ФТП. 2018. Т. 52, № 8. С. 873–880. doi: 10.21883/FTP.2018.08.46212.8708

13. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. М.: Мир, 1984. 456 с.

14. Kroemer H., Chien W. Y. On the Theory of Debye Averaging in the C-V Profiling of Semiconductors // Solid State Electron. 1981. Vol. 24, no. 7. P. 655–660. doi: 10.1016/0038-1101(81)90195-7

15. Kokorev M. F., Maleev N. A. A New Approach to the Determination of Gate Length and Other Parameters of GaAs MESFETs and MODFETs // Solid-State Electron. 1996. Vol. 39, no. 2. P. 297–302. doi: 10.1016/0038-1101(95)00121-2

Статья поступила в редакцию 19 сентября 2018 г.

Иванова Яна Владимировна – магистр техники и технологии по направлению "Электроника и микроэлектроника" (2012), аспирант кафедры микро- и нанoeлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – физика наноразмерных полупроводников, компьютерные технологии, численное моделирование.
E-mail: ivanova@unix-server.su

Яковлев Георгий Евгеньевич – магистр техники и технологии по направлению "Электроника и нанoeлектроника" (2014), аспирант кафедры микро- и нанoeлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – диагностика наноразмерных полупроводников, компьютерные технологии, моделирование.
E-mail: gy@etu.ru

Зубков Василий Иванович – доктор физико-математических наук (2008), профессор (2018), профессор кафедры микро- и нанoeлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), главный научный сотрудник АО «ЦНИИ "Электрон"». Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – физика твердого тела и физика полупроводников, нанoeлектроника, моделирование и диагностика квантово-размерных гетероструктур.
E-mail: VZubkovspb@mail.ru

REFERENCES

1. Mimura T. Development of High Electron Mobility Transistor. Jpn. J. Appl. Phys. 2005, vol. 44, no. 12, pp. 8263–8268. doi: 10.1143/JJAP.44.8263
2. Golio M., Golio J. Название. Boca Raton, CRC Press, 2007, 736 p.
3. Pejovic Momcilo M., Pejovic Milic M. Different Types of Field-Effect Transistors. Rijeka, InTech, 2017, 182 p. doi: 10.5772/65626
4. Brunkov P. N., Gutkin A. A., Rudinskii M. E., Ronzhin O. I., Sitnikova A. A., Shakhmin A. A. Electrochemical Volt-Capacitance Profiling of Free Charge Carriers Concentration in HEMT Heterostructures Based on InGaAs/AlGaAs/GaAs Compounds. Semiconductors. 2011, vol. 45, no. 6, pp. 829–835. (In Russian)
5. Dorokhin M. V., Zaitsev S. V., Rykov A. V., Zdoroveishchev A. V., Malysheva E. I., Danilov Yu. A., Zubkov V. I., Frolov D. C., Yakovlev G. E., Kudrin A. V. Heterostructures with InGaAs / GaAs Quantum Dots Doped with Atoms of Transition Elements. II. The Study of Circularly Polarized Luminescence. Technical Physics. The Russian Journal of Applied Physics. 2017, vol. 87, no. 10, pp. 1539–1544. (In Russian) doi: 10.21883/JTF.2017.10.44999.1989
6. Ambridge T., Faktor M. An Automatic Carrier Concentration Profile Plotter Using an Electrochemical Technique. J. Appl. Electrochem. 1975, vol. 5, no. 4, pp. 319–328. doi: 10.1007/BF00608796
7. Blood P. Capacitance-Voltage Profiling and the Characterisation of III-V Semiconductors Using Electrolyte Barriers. Semicond. Sci. Technol. 1986, vol. 1, pp. 7–27. doi: 10.1088/0268-1242/1/1/002
8. Ivanova Ya. V., Zubkov V. I. Numerical Calculation of Doped Heterostructure Transparency Coefficient with Quantum Well by Internal Problem Method. *Izvestiya SPbGETU "LETI"* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2018, vol. 5, pp. 5–10. (In Russian)
9. Zubkov V. I. Diagnostics of $\text{In}_x\text{Ga}_{x-1}\text{As}/\text{GaAs}$ Quantum Well Heterostructures Using the Capacitance-Voltage Characteristic Method: Band Breaks, Quantization Levels, Wave Functions. Semiconductors. 2007, vol. 41, iss. 3, pp. 331–337. (In Russian)
10. Lin Y.-C., Chang E. Y., Yamaguchi H., Wu W.-Ch., Chang Ch.-Y. A Delta-Doped InGaP/InGaAs pHEMT with Different Doping Profiles for Device-Linearity Improvement. IEEE Trans. Electron Devices. 2007, vol. 54, no. 7, pp. 1617–1625. doi: 10.1109/TED.2007.899398
11. Tarasova E. A., Obolenskaya E. S., Khananova A. V., Obolenskii S. V., Zemlyakov V. E., Egorkin V. I., Nezhenstev A. V., Sakharov A. V., Tsatsul'nikov A. F., Lundin V. V., Zavarin E. E., Medvedev G. V. Theoretical and Experimental Studies of Current-Voltage and Capacitance-Voltage Characteristics of HEMT Structures and Field-Effect Transistors. Semiconductors. 2016, vol. 50, iss. 12, pp. 1599–1604. (In Russian) doi: 10.21883/ftp.2016.12.43883.29
12. Yakovlev G. E., Dorokhin M. V., Zubkov V. I., Dudin A. L., Zdoroveishchev A. V., Malysheva E. I., Danilov Yu. A., Zvonkov B. N., Kudrin A. V. Features of Electrochemical Volt-Farad Profiling of Gallium Arsenide Light-Emitting and PHEMT Structures with Quantum-Size Regions. Semiconductors. 2018, vol. 52, no. 8, pp. 873–880. (In Russian) doi: 10.21883/FTP.2018.08.46212.8708
13. Zi S. Semiconductor Physics. Moscow, Mir, 1984, 456 p. (In Russian)
14. Kroemer H., Chien W. Y. On the Theory of Debye Averaging in the C-V Profiling of Semiconductors. Solid State Electron. 1981, vol. 24, no. 7, pp. 655–660. doi: 10.1016/0038-1101(81)90195-7
15. Kokorev M. F., Maleev N. A. A New Approach to the Determination of Gate Length and Other Parameters of GaAs MESFETs and MODFETs. Solid-State Electron. 1996, vol. 39, no. 2, pp. 297–302. doi: 10.1016/0038-1101(95)00121-2

Received September, 19, 2018

Yana V. Ivanova – Master's Degree in Techniques and Technology in Electronics and Micro-Electronics (2012), postgraduate student of the Department of micro- and nanoelectronics of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of two scientific publication. Area of expertise: physics of semiconductor; computer modeling; numerical methods in researches.

E-mail: ivanova@unix-server.su

George E. Yakovlev – Master's Degree of Techniques and Technology in Electronics and Nano-Electronics (2014), postgraduate student of the Department of micro- and nanoelectronics of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 30 scientific publication. Area of expertise: physics of semiconductor; diagnostics of nanoheterostructures, computer modeling.

E-mail: gy@etu.ru

Vasily I. Zubkov – D.Sc. in Physics and Mathematics (2008), Professor (2018) of the Department of Micro- and nanoelectronics of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Chief Researcher of JSC "NRI "Electron". The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: physics of semiconductor; nanoelectronics; admittance spectroscopy; diagnostics of nanoheterostructures; computer modeling.

E-mail: vzubkovspb@mail.ru

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-51-59

УДК 621.382.223

А. А. Даниленко, А. В. Стрыгин, Н. И. Михайлов, В. В. Перепеловский

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

Я. Н. Паничев

ПАО "Морион"
просп. КИМа, 13А, Санкт-Петербург, 199155, Россия

В. В. Марочкин

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

В. Л. Иванов

Санкт-Петербургский национальный исследовательский
университет информационных технологий, механики и оптики
ул. Ломоносова, д. 9, Санкт-Петербург, 191002, Россия

ПРОГРАММИРОВАНИЕ ДВУХБИТНОГО PIN-ДИОДА В СРЕДЕ SYNOPSYS SENTAURUS TCAD

Аннотация. Статья посвящена моделированию двухбитного pin-диода. Показана возможность программирования времени открытия устройства на основе pin-диода. Рассмотрена конструкция, состоящая из pin-диода и двух плавающих затворов на поверхности i-области. Добавление электродов на поверхность i-области дает возможность регулировать концентрацию электронов и дырок в больших пределах в сравнении с однозатворной структурой, создавая обогащенные и обедненные области в структуре. Программирование осуществляется подачей соответствующего напряжения на управляющие электроды плавающих затворов. Показано, что создаваемый на плавающем затворе заряд изменяет характеристики i-области pin-диода.

Важными элементами комплексного моделирования двухзатворного pin-диода являются моделирование механизма накопления заряда на плавающих затворах, моделирование времени открытия pin-диода, калибровка численной модели. Моделирование выполнено в среде Synopsys Sentaurus TCAD. При моделировании были использованы физические модели, описывающие ловушки и их параметры, туннелирование частиц, явления переноса в диэлектриках и аморфных пленках. В результате моделирования получены зависимости времени открытия от размеров, расположения плавающих затворов и значения заряда на плавающих затворах.

Показано, что двухзатворные структуры pin-диода позволяют изменять время открытия в более широких пределах, чем однозатворные. Для программирования большого диапазона времен открытия pin-диода целесообразно использовать именно двухзатворные структуры. Полученные результаты свидетельствуют о расширении функциональных возможностей двухзатворной структуры.

Ключевые слова: pin-диод, программируемый pin-диод, Synopsys Sentaurus TCAD, плавающий затвор

Для цитирования: 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. № 5. С. 51–59. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-51-59

Alexander A. Danilenko, Anton V. Strygin, Nikolay I. Mikhailov, Vadim V. Perepelovsky

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

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

Yaroslav N. Panichev

JSC "Morion"

13A, KIM Pr., 199155, St. Petersburg, Russia

Vladislav V. Marochkin

Pixpolar Oy

10, Metallimiehenkuja, c/o Regus Kora, 02150, Espoo, Finland

Vladimir L. Ivanov

ITMO University

9, Lomonosova Str., 191002, St. Petersburg, Russia

PROGRAMMING 2-BIT PIN DIODE IN SYNOPSYS TCAD

Abstract. The article is devoted to the modeling of a two-bit pin-diode. The possibility of programming opening time of the device based on the pin-diode is shown. The design consisting of a pin diode and two floating gates on the surface of *i*-region is considered. The addition of electrodes to the surface of the *i*-region makes it possible to regulate the concentration of electrons and holes within the larger limits in compare with the single-gate structure creating enriched and depleted areas in the structure. Programming is carried out by applying the appropriate voltage to the control electrodes of the floating gates. It is shown that the charge generated on the floating gate changes characteristics of the *i*-region of the pin diode.

The key elements of complex simulation of the two-gate pin diode are simulation of charge accumulation mechanism on the floating gate, simulation of pin-diode opening time and calibration of numerical model. Simulation is performed in Synopsys Sentaurus TCAD. Physical models describing traps and their parameters, particle tunneling, transport phenomena in dielectrics and amorphous films are used in simulation. As a result of modeling, the opening time dependences on size, floating gate location and floating gate charge magnitude are obtained.

It is shown that the pin-diode 2-gate structures allow to change the opening time in a wider range than the single-gate ones. To program a large range of pin-diode opening times, it is 2 gate structure that is advisable to use. The obtained results indicate that it is possible to implement a two-bit programming pin-diode and expand its functionality.

Key words: pin-diode, programmable pin-diode, Synopsys Sentaurus TCAD, floating gate

For citation: 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, no. 5, pp. 51–59. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-51-59 (In Russian)

Введение. Дискретная металлизация поверхности *i*-области pin-диода привлекает внимание исследователей с точки зрения расширения функциональных возможностей такого рода устройств. Для проектирования таких полупроводниковых приборов целесообразно использовать приборно-технологическую систему автоматизированного проектирования (САПР). Примером САПР, решающей данную задачу, является TCAD (Technology Computer-Aided Design) и в частности Synopsys Sentaurus TCAD [1]–[8]. В последнее время было опубликовано несколько работ [9], [10], в которых исследовалось влияние металлических электродов, находящихся на поверхности *i*-области, на свойства pin-диода. Развитием этого направления является применение плавающих затворов на поверхности pin-диода [11].

В [12]–[14] для определения дозы падающего на диод ионизирующего излучения используется структура на основе полевого транзистора, включающая в себя pin-диод, выступающий в роли чувствительного элемента дозиметра, и плавающий затвор, который является общим для транзистора и pin-диода. Так, в [14] производилось моделирование дозиметра гамма-излучения с двумя полуплавающими затворами (Semifloating Gates (SFG)), расположенными на поверхности диода. Основная задача состояла в разработке дозиметра, поэтому не исследовалась возможность программирования свойств pin-диода с помощью плавающих затворов, нанесенных на *i*-область. В [11] рассматривается программирование однозатворного pin-диода только для фиксированных параметров плавающего затвора pin-диода.

Добавление электродов на поверхность i -области дает возможность регулировать концентрацию электронов и дырок в больших пределах в сравнении с однозатворной структурой, создавая обогащенные и обедненные области в структуре. Наличие плавающего и управляющего электродов на поверхности i -области позволяет программировать свойства pin -диода. Одним из программируемых свойств является время открытия pin -диода.

В статье исследуется зависимость времени открытия программируемого планарного pin -диода с двумя плавающими затворами – FGPIND (Floating-Gate-PIN-Diode) от положения и размеров плавающих затворов, а также от значения заряда, записанного на плавающих затворах. Сравнивается время открытия FGPIND с одним и с двумя плавающими затворами.

Топология. Моделирование программируемого FGPIND реализовано в среде Synopsys Sentaurus TCAD [1]–[8]. Исследуемая структура (рис. 1) представляет собой pin -диод, имеющий несколько областей:

- 1 – высоколегированная p^+ -область – легирована бором с концентрацией $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$;
- 2 – высоколегированная n^+ -область – легирована фосфором с концентрацией $1 \cdot 10^{20} \text{ см}^{-3}$;
- 3 – слаболегированная i -область – легирована фосфором с концентрацией $5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$;
- 4 – полуизолирующая подложка;
- 5 – металлизация подложки;
- 6 – управляющий затвор из поликремния;
- 8 – плавающий затвор из нитрида кремния;
- 7, 9 – слои диэлектрика из оксида кремния, отделяющие управляющий затвор от плавающего и плавающий затвор от поверхности структуры.

Для регулировки времени открытия pin -диода на поверхности i -области друг за другом были

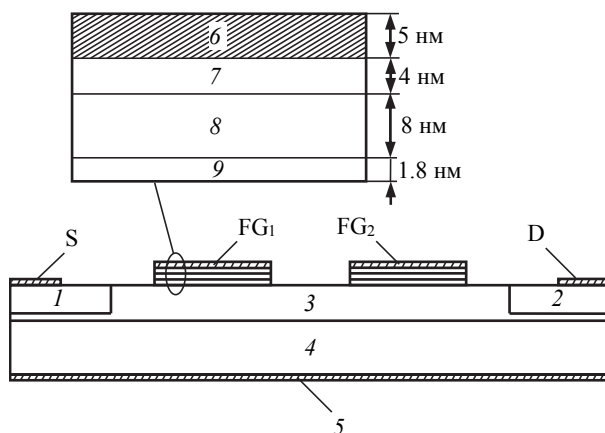


Рис. 1

расположены 2 плавающих затвора [15]–[17]. Плавающие затворы на рис. 1 обозначены как FG_1 и FG_2 . Сток и исток обозначены как D и S соответственно. В дальнейшем структура плавающего затвора, показанная на рис. 1 и обозначенная как FG, будет обозначаться как "плавающий затвор".

Для расчета данной структуры разработан программный код, позволяющий моделировать различные области FGPIND. Для моделирования структуры с плавающими затворами использовались следующие параметры: запись заряда на плавающий затвор выполнялась импульсом +11 В; стирание заряда импульсом –11 В; длительность записывающего и стирающего импульсов 4 мс; толщина туннельного диэлектрика 1.8 нм; толщина блокирующего диэлектрика 4 нм; толщина плавающего затвора на нитриде кремния 8 нм [15]–[17].

Для калибровки численной модели использовались результаты из [10].

Физические модели, используемые при расчетах структуры pin -диода. При моделировании FGPIND были использованы следующие физические модели [8]:

1. В программном коде среды Synopsys Sentaurus TCAD используется физическая модель, описывающая ловушки и их параметры, которую можно использовать при наличии ключевого слова Traps.

2. Физическая модель, описывающая туннелирование частиц, которая учитывается программой Synopsys TCAD при наличии в коде ключевых слов eBarrier Tunneling (для электронов) и hBarrier Tunneling (для дырок).

3. Модель Пула–Френкеля, для использования которой нужно ключевое слово Poole Frenkel. Эта модель используется для учета явлений переноса в диэлектриках и аморфных пленках. Модель описывает возможность протекания усиленной эмиссии для заряженных ловушек в случаях, когда потенциальный барьер понижен из-за очень высокой напряженности поля.

4. Модель рекомбинации Шокли–Рида–Холла, также называемая ловушечной рекомбинацией. Описывает переходы носителей между энергетическими зонами с помощью энергетических состояний, создаваемых примесями в запрещенной зоне. Для использования данной физической модели в программу была добавлена строчка: Recombination(SRH (Doping Dependence)).

5. Модель для описания подвижности носителей заряда, зависящей от концентрации примесей и поле-скоростной характеристики используемого

материала. В коде Synopsys TCAD исследуемой модели для учета таких зависимостей используется строчка: Mobility (Doping Dependence High Field Saturation).

Секция кода Physics представлена в приложении.

Программирование pin-диода. Моделирование времени открытия FGPIND с одним и двумя плавающими затворами. Рассматривается зависимость времени открытия FGPIND от размера и заряда плавающих затворов расположенных на поверхности *i*-области (см. рис. 1). Под временем открытия FGPIND в данном случае подразумевается время, за которое ток в цепи pin-диода возрастает до уровня 0.1 от значения установившегося тока.

Для рассмотрения результатов моделирования времени открытия FGPIND определим следующие понятия:

- за логический "0" будем принимать заряд, образующийся на плавающем затворе в результате приложенного к управляющему затвору напряжения -11 В. Данное состояние плавающего затвора для однозатворной структуры обозначим FG(0). В случае двух плавающих затворов введем обозначение FG(00);

- за логическую "1" будем принимать заряд, образующийся на плавающем затворе в результате приложенного к управляющему затвору напряжения $+11$ В (туннелирование электронов через диэлектрик обеспечивает отрицательный заряд плавающего затвора). Данное состояние плавающего затвора для однозатворной структуры обозначим FG(1). В случае двух плавающих затворов введем обозначение FG(11). Аналогичный смысл имеют обозначения FG(10) и FG(01).

Длина затвора однозатворной модели составляет 7.0 мкм, он расположен на расстоянии 1.5 мкм от стока и от истока. Длины затворов у двухзатворной модели равны 2.0 мкм каждая; расстояние между истоком и затвором FG₁ 3.0 мкм, а между стоком и затвором FG₂ 2.0 мкм; расстояние же между самими затворами составляет 1.0 мкм. Полученная зависимость тока I_{drain} через FGPIND от времени, прошедшего с начала одиночного открывающего прямоугольного импульса, приведена на рис. 2. Открывающий импульс: 4 В; длительность фронта 0.1 нс. За начало отсчета по оси абсцисс выбрано время подачи одиночного открывающего импульса.

Из полученных результатов (рис. 2) следует, что скорость изменения тока зависит от параметров FGPIND (число затворов и заряд на затворах).

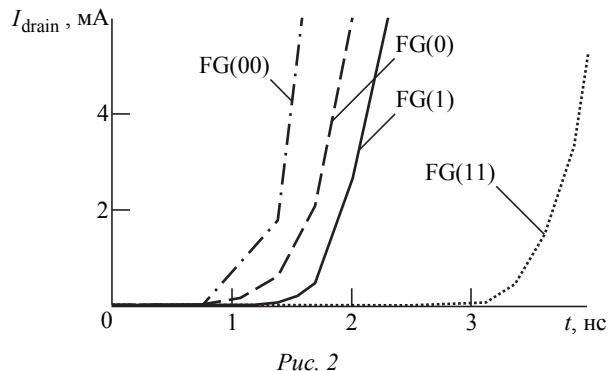


Рис. 2

Для однозатворных структур скорость изменения тока слабо зависит от заряда на плавающем затворе: для состояния FG(0) ток 4 мА достигается за 1.85 нс, а для FG(1) ток 4 мА достигается за 2.12 нс. Разность составляет 0.27 нс. Для двухзатворных структур FG(00) и FG(11) аналогичная разность 2.4 нс.

Таким образом, двухзатворные структуры FGPIND позволяют изменять время открытия FGPIND в более широких пределах, чем однозатворные. Для программирования большого диапазона времен открытия FGPIND целесообразно использовать двухзатворные структуры.

Программирование pin-диода. Моделирование времени открытия двухзатворного FGPIND для различных длин плавающих затворов. Рассмотрим зависимость времени открытия pin-диода от длины одного из плавающих затворов при постоянной длине другого плавающего затвора для состояния FG(11). На рис. 3 приведены зависимости времени открытия FGPIND от длин плавающих затворов FG₁ и FG₂ (сплошная линия – зависимость задержки открытия от длины FG₁ при постоянстве длины FG₂ – 2.0 мкм; штриховая линия – зависимость задержки открытия от длины FG₂ при постоянстве длины FG₁ – 2.0 мкм). На оси абсцисс отложены длины затворов FG₁ и FG₂ в зависимости от рассматриваемой кривой. На оси ординат отложена разница времен

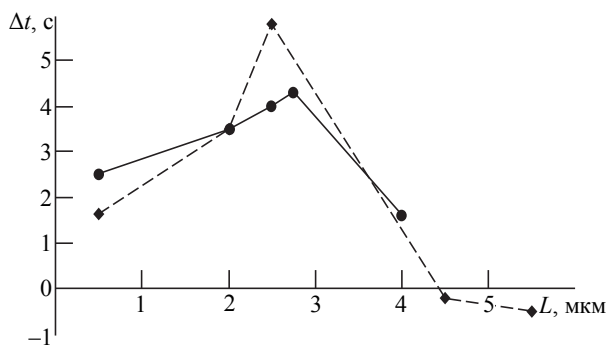


Рис. 3

открытия $-\Delta t$ беззатворной структуры pin -диода и двухзатворного FGPIND, т. е. $\Delta t = t_2 - t_1$, где t_2 – время открытия двухзатворной структуры, t_1 – время открытия исходной (беззатворной) структуры. За ноль на оси ординат выбрано время открытия беззатворного pin -диода. Фактически, на рис. 3 отображается, насколько время открытия двухзатворной структуры отличается от времени открытия исходной (беззатворной) структуры.

Из полученных результатов следует, что двухзатворные структуры FGPIND с длинами плавающих затворов 2 и 2.5 мкм позволяют управлять временем открытия FGPIND в наибольших пределах в рамках рассматриваемой топологии. Например, разница времен открытия при наличии зарядов и их отсутствии на плавающих затворах (Δt) составляет 5.8 нс. Отрицательные значения Δt свидетельствуют о том, что двухзатворная структура с длинами затворов FG_1 и FG_2 5.5 и 2.0 мкм соответственно позволяет уменьшить время открытия структуры FGPIND относительно беззатворной структуры.

На рис. 4 представлены распределения электростатического потенциала в i -области структуры FGPIND после записи заряда на плавающие затворы для трех различных длин затворов FG_1 и FG_2 : 5.5 и 2.0 мкм (рис. 4, а); 2.5 и 2.0 мкм (рис. 4, б); 0.5 и 0.5 мкм (рис. 4, в). Из распределений можно сделать вывод о наличии записанных зарядов на плавающих затворах и о захвате дырок в области под плавающими затворами. Длины затворов 2.5 и 2.0 мкм (рис. 4, б) приводят к умень-

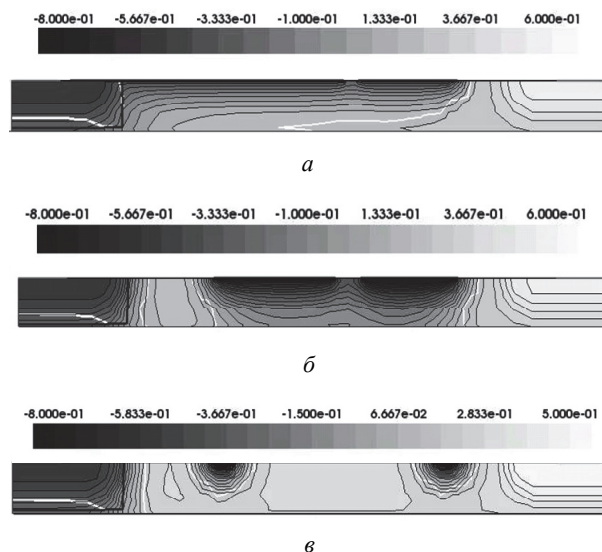


Рис. 4

шению региона рекомбинации носителей заряда в i -области, что, в свою очередь, приводит к увеличению времени открытия pin -диода (рис. 3). Длины затворов 5.5 и 2.0 мкм (рис. 4, а) фактически приводят к уменьшению длины i -области и, как следствие, к снижению времени открытия pin -диода (рис. 3).

Двухбитное программирование pin -диода.

Двухбитное программирование FGPIND реализовано для четырех состояний плавающих затворов: FG(00), FG(01), FG(10) и FG(11). Обозначение FG(01) соответствует следующему состоянию двух плавающих затворов: на затворе FG_1 записан "0", на затворе FG_2 записана "1". Остальные обозначения имеют аналогичный смысл. Программирование выполнялось для нескольких длин плавающих затворов: 0.5, 1.0, 2.0, 2.5 мкм. Необходимо отметить, что в рассмотренном ранее случае (рис. 2) одинаковые заряды записаны на оба затвора: FG_1 и FG_2 , а в этой части статьи рассматриваются состояния с различными зарядами на двух плавающих затворах, т. е. FG(01) и FG(10). Порядок формирования состояний, соответствующих "0" и "1", описан ранее.

Результаты моделирования приведены на рис. 5. За ноль на оси абсцисс принято время открытия беззатворной структуры. Остальные времена открытия отложены относительно времени открытия беззатворной структуры (аналогично рис. 2).

Зависимости на рис. 5 показывают возможность программирования FGPIND в смысле задания четырех различных времен открытия pin -структуры в зависимости от состояния плавающих затворов FG_1 и FG_2 . Программирование осуществляется записью соответствующих зарядов на плавающие затворы FG_1 и FG_2 , находящиеся на поверхности i -области, причем плавающие затворы с длиной порядка 0.5 мкм существенно не влияют на время открытия FGPIND-структуры, в то время как структура FGPIND с $\text{FG}_1 = 2.5$ мкм,

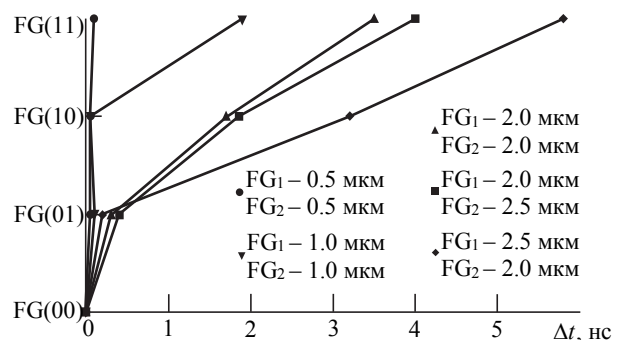


Рис. 5

$FG_2 = 2.0$ мкм наиболее чувствительна к программированию времени открытия в данной топологии. Так двухзатворные структуры FGPIND с $FG_1 = 2.5$ мкм и $FG_2 = 2.0$ мкм позволяют изменять время открытия FGPIND до 5.8 нс.

Заключение. Зависимости на рис. 4 показывают возможность двухбитного программирования FGPIND в смысле задания четырех различных времен открытия pin-структуры.

Двухзатворные структуры FGPIND позволяют изменять время открытия FGPIND в более широких пределах, чем однозатворные. Для программирования большого диапазона времен открытия

FGPIND целесообразно использовать двухзатворные структуры.

Двухзатворные структуры FGPIND с длинами плавающих затворов $FG_1 = 2.5$ мкм и $FG_2 = 2.0$ мкм позволяют изменять время открытия FGPIND в наибольших пределах в рамках рассматриваемой топологии FGPIND.

Двухзатворная структура с длинами затворов FG_1 и FG_2 5.5 и 2.0 мкм соответственно позволяет уменьшить время открытия структуры FGPIND относительно беззатворной структуры в рамках рассматриваемой топологии FGPIND.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Макаров Е. А., Мясников А. М. Приборно-технологическое моделирование с помощью пакета Sentaurus TCAD: учеб.-метод. пособие. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. 115 с.
2. Перепеловский В. В., Михайлов Н. И., Марочкин В. В. Разработка электронных устройств в среде Synopsys Sentaurus TCAD: лаб. практикум. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2010. 52 с.
3. Перепеловский В. В., Михайлов Н. И., Марочкин В. В. Введение в приборно-технологическое моделирование устройств микроэлектроники: лаб. практикум. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011. 49 с.
4. Макачук В. В., Курейчик В. М., Зотов С. К. Особенности применения системы технологического моделирования TCAD // Инженерный вестн. 2012. Вып. 9. С. 1–7.
5. Окунев А. Ю., Левицкий А. А. Моделирование диодной структуры в среде. URL: http://conf.sfu-kras.ru/sites/mn2014/pdf/d03/s24/s24_014.pdf (дата обращения 07.11.2018)
6. Глушко А. А. Приборно-технологическое моделирование в системе TCAD Sentaurus: учеб.-метод. пособие. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2015. 64 с.
7. Основы работы в среде приборно-технологической САПР SENTAURUS: учеб.-метод. пособие / Р. П. Алексеев, Е. Н. Бормонтов, Г. В. Быкадорова, А. Ю. Ткачев, А. Н. Цоцорин. Воронеж: Изд-во ВГУ, 2017. 96 с.
8. Sentaurus™ Device User Guide, Version K-2015.06. URL: http://www.sentaurus.dsod.pl/manuals/data/sdevice_ug.pdf (дата обращения 07.11.2018)
9. Ultra Low Loss Trench Gate PCI-PiN Diode with $V_F < 350$ мВ. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5890796/> (дата обращения 07.11.2018)
10. Responsivity Improvement for Short Wavelengths Using Full-Gated PIN Lateral SiGe Diode. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7731366/> (дата обращения 07.11.2018)
11. Программирование однозатворного PIN диода / Д. В. Щукин, Я. Н. Паничев, Н. И. Михайлов, В. В. Перепеловский, В. В. Марочкин // Сб. стат. VI Всерос. конф. "Электроника и микроэлектроника СВЧ". СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2017. С. 475–477.
12. Study of Device Physics in Impact Ionisation MOSFET using Synopsys TCAD tools. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7002450/> (дата обращения 07.11.2018)
13. Feasibility Study of Semifloating Gate Transistor Gamma-Ray Dosimeter / Ying Wang, Zhi-Qiang Xiang, Hai-Fan Hu, Fei Cao // IEEE Electron Device Letters. 2015. Vol. 36, № 2. P. 99–101.
14. A Semifloating Gate Controlled Camel Diode Radiation Dosimeter / Ying Wang, Zhi-Qiang Xiang, Yue Hao, and Cheng-Hao Yu // IEEE Transactions on Electron Devices. 2016. Vol. 63, № 5. P. 2200–2204.
15. Shin-ichi Minami, Yoshiaki Kamigaki. A Novel MONOS Nonvolatile Memory Device Ensuring 10-Year Data Retention after 10' Erase/Write Cycles // IEEE Transactions on Electron Devices. 1993. Vol. 40, № 11. P. 2011–2017.
16. Новиков Ю. Н. Энергонезависимая память, основанная на кремниевых нанокластерах // Физика и техника полупроводников. 2009. Т. 43, вып. 8. С. 1078–1083.
17. Memristive device based on a depletion-type SONOS field effect transistor / N. Himmel, M. Ziegler, H. Mähne, S. Thiem, H. Winterfeld, H. Kohlstedt // Semiconductor Science and Technology. 2017. Vol. 32, № 6. article id. 06LT01. doi: 10.1088/1361-6641/aa6c86

Приложение

Секция кода Physics имеет следующий вид:

```
Physics {
    eBarrierTunneling "Gateoxb_Substrate"
    hBarrierTunneling "Gateoxb_Substrate"
    eBarrierTunneling "Gateoxt_Polygate"
    hBarrierTunneling "Gateoxt_Polygate"
    eBarrierTunneling "Gateoxt1_Polygate1"
    hBarrierTunneling "Gateoxt1_Polygate1"
}
Physics(Material="Silicon") {
    Recombination(SRH(DopingDependence))
    Mobility(DopingDependence HighFieldSaturation)
}
Physics(Material="NitrideAsSemiconductor") {
    Traps(
        (Donor Level EnergyMid= 2.5 FromConductionBand
        Conc= 1e19
        eXSection= 1e-13 hXSection= 1e-13
        eBarrierTunneling(NonLocal= "Gateoxb_Substrate" NonLocal= "Gateoxt_Polygate" Non-
Local= "Gateoxt1_Polygate1")
        hBarrierTunneling(NonLocal= "Gateoxb_Substrate" NonLocal= "Gateoxt_Polygate"
NonLocal= "Gateoxt1_Polygate1")
        PooleFrenkel
        TrapVolume= 1e-15
        )
        (Acceptor Level EnergyMid= 1.0 FromConductionBand
        Conc= 1e19
        eXSection= 1e-13 hXSection= 1e-13
        eBarrierTunneling(NonLocal= "Gateoxb_Substrate" NonLocal= "Gateoxt_Polygate" Non-
Local= "Gateoxt1_Polygate1")
        hBarrierTunneling(NonLocal= "Gateoxb_Substrate" NonLocal= "Gateoxt_Polygate"
NonLocal= "Gateoxt1_Polygate1")
        PooleFrenkel
        TrapVolume= 1e-15)))}
```

Статья поступила в редакцию 17 сентября 2018 г.

Даниленко Александр Александрович – бакалавр по направлению "Электроника и наноэлектроника" (2018), магистрант 1-го курса 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.
E-mail: arguna96@yandex.ru

Стрыгин Антон Владимирович – бакалавр по направлению "Электроника и наноэлектроника" (2018), магистрант 1-го курса 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.
E-mail: golden_raccoon@mail.ru

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 работ. Сфера научных интересов – математическое и компьютерное моделирование полупроводниковых приборов.
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.
E-mail: vvperepelovsky@gmail.com

Паничев Ярослав Николаевич – магистр по направлению "Физическая электроника" (2016) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им В. И. Ульянова (Ленина). Инженер-технолог производства кварцевых резонаторов в АО "Морион". Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – моделирование приборов твердотельной электроники.
E-mail: ynpanichev@gmail.com

Марочкин Владислав Викторович – кандидат физико-математических наук (2016, Финляндия), менеджер проектов в компании Picholag. Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – моделирование приборов твердотельной электроники.
E-mail: vladislav.marochkin@gmail.com

Иванов Владимир Леонидович – кандидат технических наук (1988), старший научный сотрудник (1991), доцент кафедры теплофизики и теоретических основ теплохладотехники Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – моделирование объектов и систем управления, энергоресурсосберегающие технологии.
E-mail: v78432@mail.ru

REFERENCES

1. Makarov E. A., Myasnikov A. M. *Priborno-tekhnologicheskoe modelirovanie s pomoshch'yu paketa Sentaurus TCAD* [Instrument-Based Simulation Using the Sentaurus TCAD Package]. Novosibirsk, *Izd-vo NGTU*, 2008, 115 p. (In Russian)
2. Perepelovskii V. V., Mikhailov N. I., Marochkin V. V. *Razrabotka elektronnykh ustroystv v srede Synopsys Sentaurus TCAD* [Development of Electronic Devices in Synopsys Sentaurus TCAD Environment]. SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2010, 52 p. (In Russian)
3. Perepelovskii V. V., Mikhailov N. I., Marochkin V. V. *Vvedenie v priborno-tekhnologicheskoe modelirovanie ustroystv mikroelektroniki* [Introduction to Instrument-Technological Modeling of Microelectronic Devices]. SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2011, 49 p. (In Russian)
4. Makarchuk V. V., Kureichik V. M., Zotov S. K. Application Features of Technological Modeling System TCAD. *Inzhenernyi vestnik* [Engineering Bulletin]. 2012, iss. 9, pp. 1–7. (In Russian)
5. Okunev, A. Yu. Levitskii A. A. Modeling Diode Structure in the Environment. Available at: http://conf.sfu-kras.ru/sites/mn2014/pdf/d03/s24/s24_014.pdf (accessed: 07.11.2018) (In Russian)
6. Glushko A. A. *Priborno-tekhnologicheskoe modelirovanie v sisteme TCAD Sentaurus* [Instrument and Technological Modeling in TCAD Sentaurus System]. Moscow, *Izd-vo MGTU im. N. E. Bauman*, 2015, 64 p. (In Russian)
7. Alekseev R. P., Bormontov E. N., Bykadorova G. V., Tkachev A. Yu., Tsotsorin A. N. *Osnovy raboty v srede priborno-tekhnologicheskoi SAPR SENTAURUS* [Basic Operation in CAD SENTAURUS]. Voronezh, *Izd-vo VGU Voronezh*, 2017, p. 96. (In Russian)
8. Sentaurus™ Device User Guide, Version K-2015.06. Available at: http://www.sentaurus.dsod.pl/manuals/data/sdevice_ug.pdf (accessed: 07.11.2018)
9. Ultra Low Loss Trench Gate PCI-PiN Diode with VF<350mV. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5890796/> (accessed: 07.11.2018)

10. Responsivity Improvement for Short Wavelengths Using Full-Gated PIN Lateral SiGe Diode. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7731366/> (accessed: 07.11.2018)

11. Shchukin D. V., Panichev Ya. N., Mikhailov N. I., Perepelovskii V. V., Marochkin V. V. *Programmirovaniye odnozhatvornogo PIN diode* [Programming Single Gate PIN Diode]. Collected papers of VI All-Russia conf. "Electronics and Microelectronics Microwave". SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2017, pp. 475–477. (In Russian)

12. Study of Device Physics in Impact Ionisation MOSFET using Synopsys TCAD tools. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7002450/> (accessed: 07.11.2018)

13. Ying Wang, Zhi-Qiang Xiang, Hai-Fan Hu, Fei Cao. Feasibility Study of Semifloating Gate Transistor Gamma-Ray Dosimeter. *IEEE Electron Device Letters*. 2015, vol. 36, no. 2, pp. 99–101.

14. Ying Wang, Zhi-Qiang Xiang, Yue Hao, and Cheng-Hao Yu. A Semifloating Gate Controlled Camel Diode Radiation Dosimeter. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 2016, vol. 63, no. 5, pp. 2200–2204.

15. Shin-ichi Minami, Yoshiaki Kamigaki. A Novel MONOS Nonvolatile Memory Device Ensuring 10-Year Data Retention after 10⁹ Erase/Write Cycles. *IEEE Transactions on Electron Devices*. 1993, vol. 40, no. 11, pp. 2011–2017.

16. Novikov Yu. N. Non-volatile memory based on silicon nanoclusters. *Semiconductors*. 2009, vol. 43, iss. 8, pp. 1078–1083. (In Russian)

17. Himmel N., Ziegler M., Mähne H., Thiem S., Winterfeld H., Kohlstedt H. Memristive device based on a depletion-type SONOS field effect transistor. *Semiconductor Science and Technology*. 2017, vol. 32, no. 6, article id. 06LT01. doi: 10.1088/1361-6641/aa6c86

Received September, 17, 2018

Alexander A. Danilenko – Bachelor's Degree in Electronics and Nanoelectronics (2018), Master's Degree Student of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 1 scientific publications. Area of expertise: simulation of microelectronics devices in the Synopsys Sentaurus TCAD environment.
E-mail: arguna96@yandex.r

Anton V. Strygin – Bachelor's Degree in Electronics and Nanoelectronics (2018), Master's Degree Student of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 1 scientific publications. Area of expertise: simulation of microelectronics devices in the Synopsys Sentaurus TCAD environment.
E-mail: golden_raccoon@mail.ru

Nikolai I. Mikhailov – Ph.D. in Physics and Mathematics (1982), Associate Professor (1985) of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 25 scientific publications. Area of expertise: mathematical and computer simulation of semiconductor devices.
E-mail: miknikiv51@gmail.com

Vadim V. Perepelovskiy – Ph.D. in Physics and Mathematics (1992), Associate Professor (1995) of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: simulation of solid-state electronics devices.
E-mail: vvperepelovsky@gmail.com

Yaroslav N. Panichev – Master's Degree in Physical Electronics (2016) of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Quartz resonator production engineer in JSC "Morion". The author of 4 scientific publications. Area of expertise: simulation of solid-state electronics devices.
E-mail: ynpanichev@gmail.com

Vladislav V. Marochkin – Ph.D. in Physics and Mathematics (2016, Finland), Project Manager for Pixpolar Oy. The author 10 scientific publications. Area of expertise: simulation of solid-state electronics devices.
E-mail: vladislav.marochkin@gmail.com

Vladimir L. Ivanov – Ph.D. in Engineering (1988), Senior Researcher (1991), Associate Professor of the Department of Thermal Physics and Theoretical Foundations of Thermal Engineering of ITMO University The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: modeling of objects and control systems; energy-saving technologies.
E-mail: v78432@mail.ru

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-60-70

УДК 534.232

И. С. Пестерев, Б. Г. Степанов

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

ИССЛЕДОВАНИЕ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ, СОДЕРЖАЩЕЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ВОЛНОВОДНОГО ТИПА

Аннотация. Представлены результаты экспериментальных исследований макетов антенн гидроакустической системы (ГАС), содержащей преобразователи волноводного типа (ПВТ), которые представляют собой соосный набор идентичных водозаполненных пьезоцилиндров, электрически возбуждаемых в режиме формирования бегущей волны во внутренней полости ПВТ. Для исследуемой ГАС проанализированы возможности ПВТ при их возбуждении согласно решению задачи синтеза. Возбуждение ПВТ, осуществляемое программно-управляемыми многоканальными блоками, обеспечивает близкую к равномерной амплитудно-частотную и практически линейную фазочастотную характеристики излучения в полосе пропускания порядка трех октав. Показана возможность излучения в указанной полосе частот перестраиваемых по частоте ультракоротких импульсов, а также формирования сигналов, подобных сигналам китообразных. Проанализировано влияние числа пьезоцилиндров, входящих в состав ПВТ, и характера их возбуждения на частотные и импульсные характеристики макетов антенн исследуемой ГАС. Исследованы характеристики направленности макетов антенн, составленных из ПВТ, в том числе в режиме сканирования характеристики направленности. Выполнена сравнительная оценка расчетных и экспериментальных данных, а также оценка эффективности излучения ПВТ.

Ключевые слова: широкополосный преобразователь волноводного типа, синтез частотных характеристик, короткие акустические сигналы

Для цитирования: Пестерев И. С., Степанов Б. Г. Исследование широкополосной гидроакустической системы, содержащей преобразователи волноводного типа // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 5. С. 60–70. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-60-70

Ivan S. Pesterev, Boris G. Stepanov

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

RESEARCH OF WIDEBAND HYDRO ACOUSTIC SYSTEM, CONTAINING TRANSDUCERS OF WAVEGUIDE TYPE

Abstract. The results of experimental research of models of antennas hydroacoustic system (HAS), containing transducers of the waveguide type (TWT), which represent a coaxial set of identical water-filled piezocylinders, electrically excited by the principle of a traveling wave formation in the inner cavity of the TWT, are given. Possibilities of the TWT are analyzed when they are excited in accordance with the solution of the synthesis problem for the investigated HAS. The realization of such excitation is carried out by means of software-controlled multichannel blocks and allows providing a close to uniform amplitude-frequency characteristic of radiation and linear phase-frequency characteristic of radiation in a 3-octave frequency band. The possibility of radiation in this band of ultrashort pulses, tunable in frequency, as well as the formation of signals similar to the signals of cetaceans, is shown. The influence of the number of active piezocylinders of the TWT and the character of its electric excitation on the frequency and impulse response of the investigated HAS is considered. Directional properties of models of antennas HAS, including scanning and pulse operation modes, are considered. A comparative evaluation of the calculated and experimental data, as well as an evaluation of the efficiency of the TWT radiation, is given.

Keywords: wideband transducer of waveguide type, synthesis of frequency characteristics, short acoustic signals

For citation: Pesterev I. S., Stepanov B. G. Research of Wideband 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 Russian)

Введение. Одной из актуальных проблем акустического приборостроения является разработка гидроакустических преобразователей и составленных из них антенн, способных формировать в водной среде широкополосные амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) излучения, а также сложные по структуре или сравнительно короткие, перестраиваемые по частоте, акустические сигналы. Применение гидроакустических систем (ГАС) на базе таких антенн целесообразно для решения целого ряда задач гидроакустики, связанных, например, с необходимостью повышения разрешающей способности эхолотов и их работой в сложной помеховой обстановке. Для расширения полосы пропускания преобразователей используются: согласующие фронтальные слои (накладки), возбуждение ряда мод колебаний в одном преобразователе, акустические системы с разночастотными преобразователями, корректирующие пассивные или активные электрические цепи в схемах возбуждения преобразователей и др. [1]–[6]. Недостатком большинства таких решений и устройств является то, что даже при достижении относительно широкополосных АЧХ излучения (порядка 1–2 октав) их фазочастотная характеристика (ФЧХ) излучения отличается от линейной. Это значительно ограничивает возможность формирования сложных и коротких акустических сигналов. Перспективным решением в этом направлении является разработка и исследование широкополосной ГАС, построенной на базе водозаполненных преобразователей волноводного типа (ПВТ), которые обладают близкой к линейной ФЧХ излучения.

Принцип построения ПВТ и схема их возбуждения в ГАС. ПВТ (рис. 1) представляет собой соосный набор N идентичных водозаполненных пьезоцилиндров 1 с внутренним радиусом a и шагом расположения по продольной оси ПВТ h , разделенных по торцам акустически гибкими прокладками 2. Внешняя цилиндрическая поверхность ПВТ контактирует с воздухом или закрывается экраном. В состав схемы возбуждения ПВТ входят: управляющий персональный компьютер ПК, многоканальный блок формирования сигналов БФС и многоканальные блоки усилителей мощности МБУМ $_q$, состоящие из усилите-

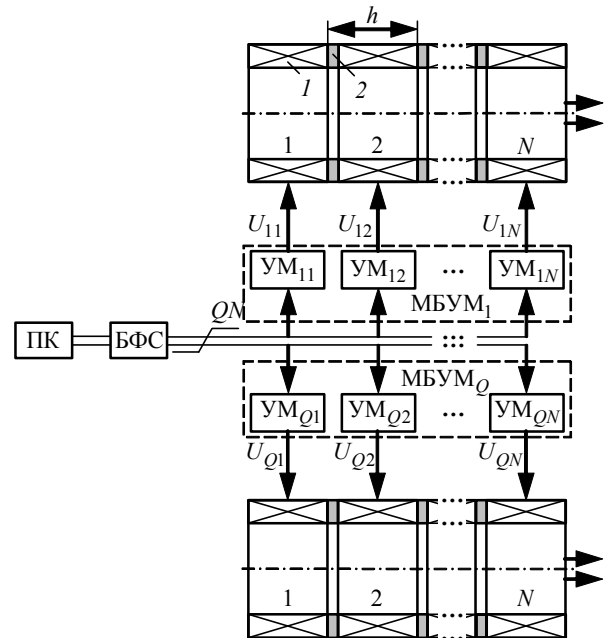


Рис. 1

лей мощности МБУМ $_{qn}$, $q = \overline{1, Q}$; $n = \overline{1, N}$. Построение схемы возбуждения подробно рассмотрено в [7]. Принцип работы и расчетные частотные характеристики ПВТ, обеспечивающих полосу пропускания порядка трех октав, рассматривались в [8]. Линейность ФЧХ излучения ПВТ обусловлена характером электрического возбуждения пьезоцилиндров, когда во внутренней водозаполненной полости ПВТ формируется бегущая волна, излучаемая во фронтальном направлении (показано сдвоенными стрелками на рис. 1). При этом пьезоцилиндры возбуждаются с временной задержкой $\tau = d/c_0$ друг относительно друга, где c_0 – скорость звука в воде. Кроме того, при таком возбуждении повышается нагруженность пьезоцилиндров по мере увеличения их порядкового номера n , что способствует расширению полосы пропускания всего ПВТ [8]. В противоположном фронтальному тыльном направлении излучение ослабляется из-за некогерентного сложения акустических волн, распространяющихся вдоль ПВТ.

При компоновке в антенне ГАС ПВТ располагаются параллельно друг другу, подобно тому как формируются антенны, составленные из традиционных стержневых преобразователей. В качестве примера на рис. 2 показаны некоторые ис-

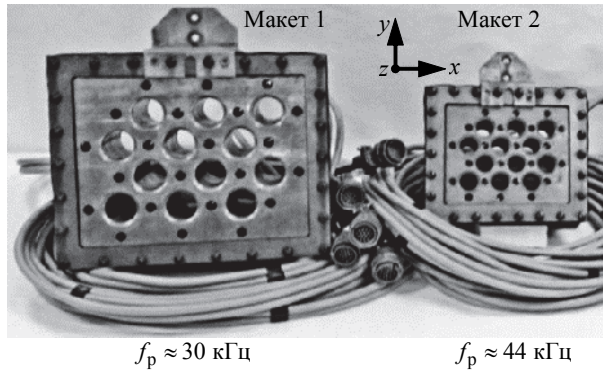


Рис. 2

следуемые макеты антенн, составленных каждая из шести вертикальных рядов по 2 ПВТ (f_p – частота радиального резонанса пьезоцилиндров). При погружении макетов в воду сквозные отверстия в них, являющиеся внутренними полостями ПВТ, заполняются водой. Водозаполненные апертуры первых и N -х пьезоцилиндров образуют соответственно тыльную и фронтальную излучающие поверхности макетов антенн.

Колебания пьезоцилиндров ПВТ описываются системой из N уравнений [8]:

$$\sum_{k=1}^N Z_{kn} v_k = N_T U_n,$$

где Z_{kn} – собственное ($k=n$) и взаимные ($k \neq n$) сопротивления излучения; v_k – колебательная скорость k -го пьезоцилиндра; N_T – коэффициент электромеханической трансформации; U_n – электрическое напряжение, подаваемое на n -й пьезоцилиндр. Наиболее широкополосный режим работы ПВТ обеспечивается при его возбуждении в соответствии с решением задачи синтеза [8], когда по заданным значениям колебательных скоростей $v_k = v_{km} e^{j\omega t(k-1)}$ при условии равенства их амплитуд $v_{km} = v_m = \text{const}$ из системы уравнений определяются частотные зависимости возбуждающих пьезоцилиндров электрических напряжений $U_n(\omega) = U_{nm}(\omega) e^{j\varphi_n(\omega)}$, где U_{nm} , φ_n – амплитуда и фаза соответственно; ω – круговая частота.

Электрическое возбуждение ПВТ в соответствии с решением задачи синтеза реализуется следующим образом [7]. Предварительно сигналы $u_n(t)$, необходимые для возбуждения пьезоцилиндров ПВТ, формируются программно с использованием ПК (см. рис. 1) в виде N цифровых массивов временных отсчетов. Полученные массивы из памяти ПК записываются в оперативную память

БФС, который, по сути, является $Q \times N$ -канальным цифроаналоговым преобразователем с управляемой функцией синхронной выдачи необходимых сигналов возбуждения со всех каналов. После этого БФС может работать независимо от ПК, подавая с заданным периодом следования аналоговые сигналы возбуждения $u_n(t)$ на идентичные широкополосные усилители мощности УМ $_{qn}$, с выхода которых усиленные сигналы возбуждения подаются на соответствующие по номеру пьезоцилиндры ПВТ, входящие в состав макетов антенн.

Помимо основной задачи формирования широкополосных сигналов рассматриваемый способ возбуждения ПВТ в составе ГАС обеспечивает сканирование характеристики направленности (ХН) антенны, например в одной плоскости, для Q рядов ПВТ. Эта более сложная структура возбуждения отражена на рис. 1. В частности, для исследуемых макетов (рис. 2) при сканировании ХН в горизонтальной плоскости число рядов $Q=6$. Значение Q определяет количество многоканальных блоков МБУМ $_q$, необходимых для реализации режима сканирования. Этот режим задается программно в ПК вводом дополнительного времени задержки (компенсации) между группами сигналов возбуждения $U_n(\omega)$, подаваемых на отдельные ряды ПВТ.

Время задержки определяется как

$$\tau_q = d_{\text{м.ц}}(q-1) \sin \theta_k / c_0,$$

где $d_{\text{м.ц}}$ – расстояние между центрами излучающих апертур ПВТ в двух соседних рядах; q – номер ряда ПВТ в плоскости сканирования; θ_k – угол компенсации ХН. При отсутствии сканирования ХН число каналов МБУМ уменьшается до N .

Характер возбуждающих ПВТ электрических напряжений и его влияние на АЧХ излучения ГАС. Коэффициент нормировки. Расчетные частотные зависимости амплитуд возбуждающих напряжений, которые формируются в результате решения задачи синтеза, изменяются подобно частотным характеристикам полосовых фильтров с регулируемым затуханием относительно частоты радиального резонанса пьезоцилиндров f_p ($k_0 a \approx 2$, где $k_0 = \omega/c_0$). Это проявляется в росте амплитуд U_{nm} в области частот $k_0 a \approx 1...3$ с увеличением номера пьезоцилиндра n [8]. Кроме того, эти зависимости имеют еще одну особенность – резкий рост амплитуд в области низких частот ($k_0 a < 0.4$), необходимых для поддержа-

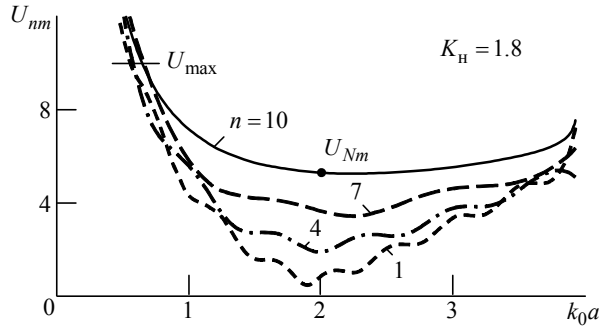


Рис. 3

ния заданного условия постоянства колебательных скоростей пьезоцилиндров $v_{km} = v_m = \text{const}$.

В качестве примера на рис. 3 приведены расчетные зависимости U_{nm} от волнового размера излучающей апертуры ПВТ k_0a , полученные при $v_{km} = 1$, $N_T = 1$, и $N = 10^1$. Требуемый рост амплитуд возбуждающих напряжений U_{nm} с одновременным ограничением на уровне $U_{\max}$ максимального значения амплитуды напряжения возбуждения, обеспечиваемого имеющейся аппаратурой (у используемых усилителей мощности – до 150 В), ограничивает полосу пропускания макетов антенн, составленных из ПВТ, со стороны низких частот.

Для соответствия характера изменения амплитуд U_{nm} данным расчета при измерениях АЧХ излучения макетов антенн вводился коэффициент нормировки $K_H = U_{\max}/U_{Nm}$, где U_{Nm} – амплитуда напряжения возбуждения пьезоцилиндра с номером N , определяемая в области частоты резонанса пьезоцилиндра f_p ($k_0a \approx 2$). На практике K_H учитывался программно нормировкой во всем рабочем диапазоне частот ПВТ амплитуд сигналов возбуждения $u_n(t)$, подаваемых на соответству-

ющие по номеру пьезоцилиндры, к амплитуде сигнала $u_N(t) = U_{\max}$ на нижней границе рабочего диапазона ПВТ. В частности, увеличение K_H при неизменной амплитуде $U_{\max}$ требует уменьшения U_{Nm} , что приводит к некоторому снижению частоты, на которой фиксируется $U_{\max}$, расширяя тем самым полосу пропускания ПВТ в область более низких частот.

На рис. 4, а показаны экспериментально полученные АЧХ чувствительности в режиме излучения v_n макета 1 (рис. 2) при возбуждении ПВТ в соответствии с решением задачи синтеза для разных значений коэффициента нормировки (на рис. 4 маркеры отражают результаты измерений). Полученные в результате эксперимента значения относительной полосы пропускания $\Delta f/f_{cp} = 3.32 \lg(f_b/f_n)$ составляют 2.7, 2.9 и 3 октавы для $K_H = 2.0$, 2.5 и 3.0 соответственно (f_{cp} , f_b , f_n – средняя частота, верхняя и нижняя границы полосы частот по уровню –3 дБ соответственно). Таким образом, по мере роста K_H полоса пропускания увеличивается, но в основном за счет смещения ее левой границы в область низких частот. При этом из-за уменьшения U_{Nm} снижается общий уровень излучения.

На рис. 4, б для $K_H = 3.0$ показаны экспериментальные АЧХ чувствительности в режиме излучения v_n (кривые 1 и 2) в сравнении с нормированными расчетными АЧХ звукового давления p_n (кривые 3 и 4) при излучении во фронтальном (кривые 1 и 3) и тыльном (кривые 2 и 4) направлениях. Звуковое давление нормировано на вели-

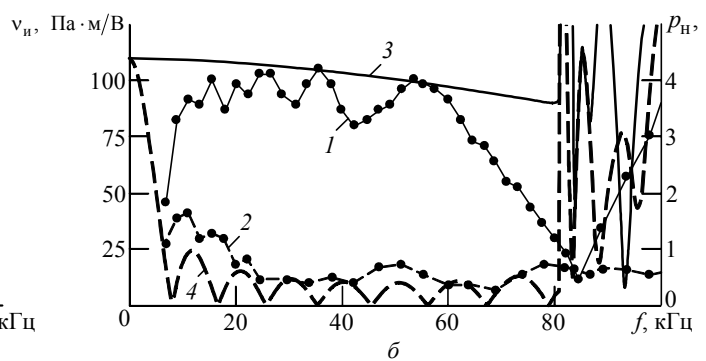
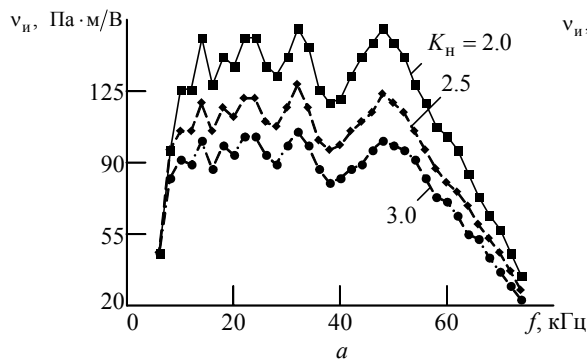


Рис. 4

¹ На рис. 3, а также далее в статье значения U_{nm} даны в условных единицах, соответствующих $v_{km} = 1$.

чину $d_{31}/(aS_{11}^E)$, где d_{31} , S_{11}^E – пьезомодуль и упругая податливость соответственно. Резкие вы-

бросы на расчетных АЧХ в области $k_0 a \approx 3,83$ ($f \approx 72...75$ кГц) обусловлены наличием в выражениях для звукового давления [8] делителя вида $\sqrt{\beta_i^2 - (k_0 a)^2}$, где $\beta_1 \approx 3,83$ – первый корень уравнения $J_1(\beta_i) = 0$. Корни этого уравнения β_i соответствуют значениям $k_0 a$, при которых в цилиндрическом волноводе зарождаются нормальные волны i -х порядков.

В реальных ПВТ на частотах, близких к частоте формирования нормальной волны первого порядка ($k_0 a \approx \beta_1$), возникают стоячие волны в радиальном направлении, препятствующие распространению звука вдоль его оси. Это приводит к появлению минимума на экспериментальных АЧХ излучения.

Аналогичные АЧХ излучения были получены и для других макетов антенн, составленных из ПВТ и содержащих $N=10$ и 20 пьезоцилиндров. АЧХ излучения (рис. 4) измерялись в квазигармоническом режиме с использованием радиоимпульсов длительностью 8...12 периодов колебаний, а также средств автоматизации процесса измерений [9].

Влияние количества пьезоцилиндров ПВТ на АЧХ излучения ГАС. В [8] теоретически рассмотрена возможность получения широкополосных АЧХ излучения при возбуждении ПВТ в соответствии с решением задачи синтеза для разно-

лосы пропускания более трех октав вплоть до значения $N=2$. Это положение подтверждено экспериментально. На рис. 5, а показаны нормированные расчетные АЧХ звукового давления p_n , а на рис. 5, б – экспериментальные АЧХ чувствительности v_n макета 2 (см. рис. 2)² для разного количества подключенных к МБУМ пьезоцилиндров N (в режиме без сканирования ХН). Черными линиями показаны АЧХ излучения во фронтальном, серыми – в тыльном направлении. Результаты расчетов и измерений качественно подобны и показывают возможность сохранения ширины полосы пропускания порядка трех октав в основном диапазоне рабочих частот ПВТ (при $k_0 a < \beta_1$, т. е. в области формирования квазиплоской волны [8]) при уменьшении числа пьезоцилиндров N . Однако при этом снижается уровень излучения во фронтальном направлении, а уровень тыльного излучения относительно него увеличивается.

На рис. 6 показаны полученные в результате решения задачи синтеза частотные зависимости амплитуд возбуждающих напряжений U_{nm} , необходимых для реализации приведенных на рис. 5 АЧХ излучения при различных значениях N . Из представленных зависимостей следует, что уменьшение N приводит к снижению амплитуд напряжений в области частот f_p , соответствующих $k_0 a \approx 2$, особенно для последних по номеру

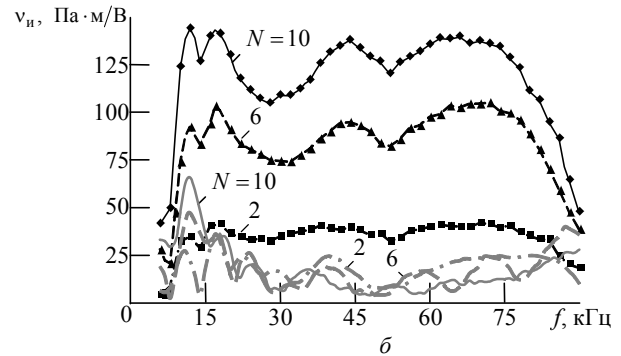
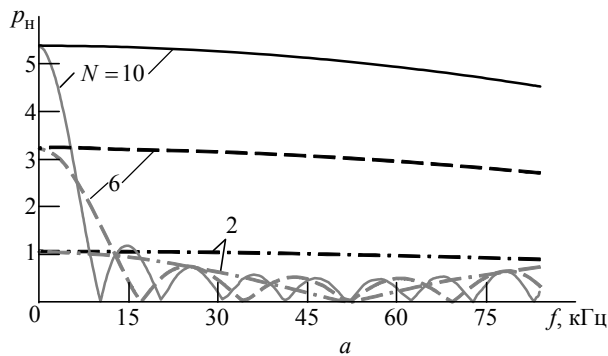


Рис. 5

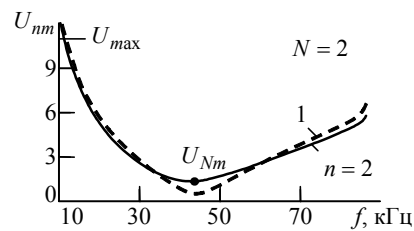
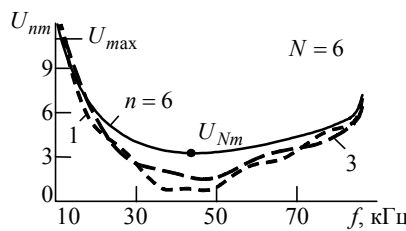
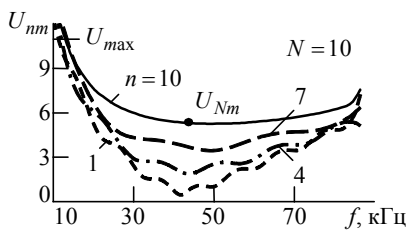


Рис. 6

го числа N пьезоцилиндров в его составе. В частности, была показана возможность сохранения по-

² Условия получения результатов совпадают с условиями для рис. 4.

пьезоцилиндров ПВТ. Поэтому поддержание широкой полосы пропускания при условии сохранения частоты фиксации напряжения $U_{\max}$ требует повышения коэффициента нормировки K_H , т. е. уменьшения амплитуды U_{Nm} .

Излучение коротких акустических сигналов.

При формировании с помощью макетов антенн коротких импульсов (1...1.5 периода колебаний), а также акустических импульсов сложной формы характер частотных зависимостей $U_{nm}(\omega)$ учитывался на этапе расчета в соответствии с решением задачи синтеза сигналов возбуждения $u_{np}(t)$, которые должны подаваться на пьезоцилиндры. Их расчет выполнялся по заданной форме акустического импульса с учетом структурных параметров ПВТ с использованием обратного преобразования Фурье [10]:

$$u_{np}(t) = 2 \operatorname{Re} \int_0^{\omega_B} \Phi(\omega) U_n(\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

где ω_B – верхний предел интегрирования, определяющий набор спектральных составляющих в спектральной характеристике $\Phi(\omega)$ заданного акустического импульса. Значение ω_B определяется заданным пределом полноты набора спектральных составляющих, например по уровню $\Phi_{\min}(\omega)/\Phi_{\max}(\omega) \leq 0.1$.

В процессе измерений расчетные сигналы $u_{np}(t)$ отображались в окне реализованного на ПК виртуального прибора, преобразовывались БФС в аналоговые сигналы $u_n(t)$, которые после усиления контролировались с помощью осциллографа на соответствие расчетным сигналам. Расчетный акустический импульс $s_{ак,р}(t)$, формируемый ПВТ во фронтальном направлении и служащий для контроля реальных акустических сигналов, излучаемых макетом, определялся как

$$s_{ак,р}(t) = 2 \operatorname{Re} \int_0^{\omega_B} \Phi(\omega) p_{\Phi}(\omega) e^{j\omega t} d\omega,$$

где $p_{\Phi}(\omega)$ – частотная характеристика звукового давления ПВТ во фронтальном направлении [8].

Все исследованные в составе ГАС макеты антенн, составленных из ПВТ, продемонстрировали возможность излучения коротких, перестраиваемых по частоте акустических импульсов и более

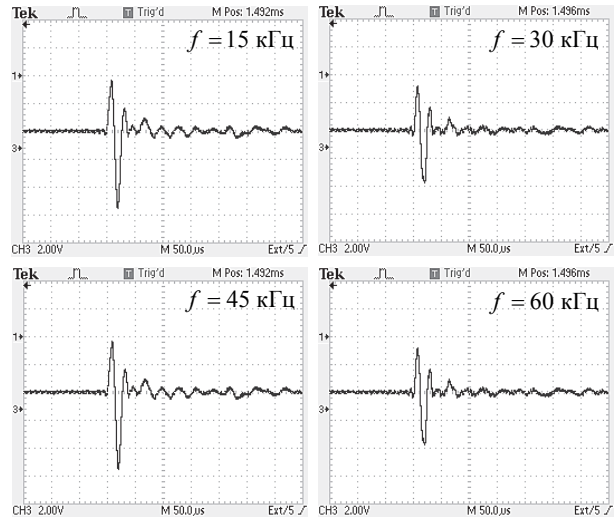


Рис. 7

сложных по структуре сигналов, имитирующих сигналы дельфинов.

Возможность излучения ультракоротких акустических импульсов, перестраиваемых по частоте формирования в двухоктавной полосе, иллюстрируется осциллограммами акустических сигналов $s_{ак}(t)$ (рис. 7), полученных с использованием макета 1 (см. рис. 2) при возбуждении ПВТ одноперiodными импульсами, соответствующими решению задачи синтеза. Акустические импульсы принимались гидрофоном TC4034 (фирмы "Reson") и фиксировались осциллографом Tektronix TDS 2024B с последующей записью на флеш-накопитель. На осциллограммах рис. 7 развертка по времени составляет: для $f = 15$ и 30 кГц – 100 мкс/дел.; для $f = 45$ и 60 кГц – 50 мкс/дел.

На рис. 8 для акустического импульса с частотой $f = 45$ кГц (рис. 7) приведен нормированный на максимальное значение расчетный акустический импульс $s_{ак,р}(t)$. Полученные в результате расчета нормированные импульсы возбуждения отдельных пьезоцилиндров $u_{np}(t)$ для рассматриваемого случая и $N = 10$ показаны на рис. 9, а на рис. 10 представлены осциллограммы сформированных БФС импульсов $u_n(t)$ (развертка по времени 25 мкс/дел.).

Форма экспериментальных акустических импульсов $s_{ак}(t)$ (рис. 7) достаточно близка к одному периоду возбуждающих колебаний и может быть сохранена практически в двухоктавном диапазоне частот, но все же несколько отличается от расчетной (рис. 8). Приближение вида акустического импульса к одноперiodному с выравниванием амплитуд его полупериодов можно осу-

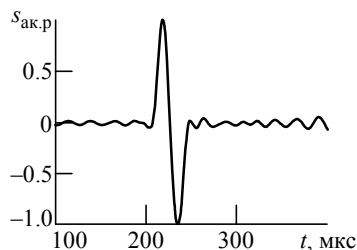


Рис. 8

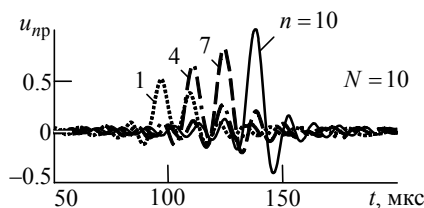


Рис. 9

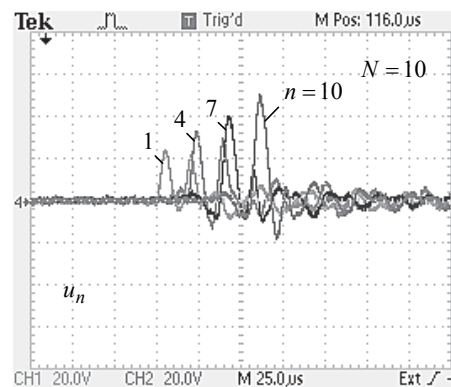


Рис. 10

существить возбуждением ПВТ также однопериодным импульсом, но с соотношением амплитуд полупериодов 2:1 (в отличие от базового соотношения 1:1). Отмеченный факт иллюстрируют осциллограммы (рис. 11), где показаны сформированные макетом 2 (см. рис. 2) акустические импульсы $s_{ak}(t)$, а также импульсы возбуждения $u_{10}(t)$, подаваемые на пьезоцилиндры макета с номерами $n = N = 10$, на частотах 33 и 55 кГц (рис. 11, а, б соответственно). Масштаб горизонтальной развертки составляет 250 мкс/дел. Для более детального изучения те же акустические импульсы представлены в увеличенном масштабе по оси времени (25 мкс/дел.) на рис. 11, в, г.

При возбуждении ПВТ в соответствии с решением задачи синтеза сигналы возбуждения $u_n(t)$, подаваемые на пьезоцилиндры, заметно отличаются по форме как от расчетного $s_{ak,p}(t)$, так и экспериментального $s_{ak}(t)$ акустического импульса, причем это различие постепенно снижается по мере роста номера пьезоцилиндра. Различие обусловлено разницей частотных зависи-

мостей комплексных функций $U_n(\omega)$ и давления во фронтальном направлении $p_f(\omega)$, а также разницей амплитудных и, главное, фазовых соотношений между $U_n(\omega)$ [8].

Следует отметить, что при возбуждении ПВТ в соответствии с решением задачи синтеза уменьшение числа пьезоцилиндров, влияние которого показано на рис. 5 и 6, мало сказывается на форме и амплитуде коротких импульсов, излучаемых макетами антенн, поскольку необходимые сигналы возбуждения $u_n(t)$ формируются с учетом характера частотных зависимостей $U_{nm}(\omega)$.

Направленные свойства макетов антенн, составленных из ПВТ. Практически во всем рабочем диапазоне частот ПВТ их водозаполненные апертуры можно рассматривать как круглые поршневые излучатели, поскольку распределение нормальной к плоскости апертуры компоненты колебательной скорости близко к равномерному [10]. Поэтому ХН макета антенны ГАС будет определяться расположением излучающих апертур ПВТ относительно друг друга в плоскости антенны. Результаты измерения ХН хорошо согласуются с результатами расчетов для плоских антенн, составленных из круглых поршневых излучателей, которыми можно считать водозаполненные апертуры ПВТ. Причем это относится как к стационар-

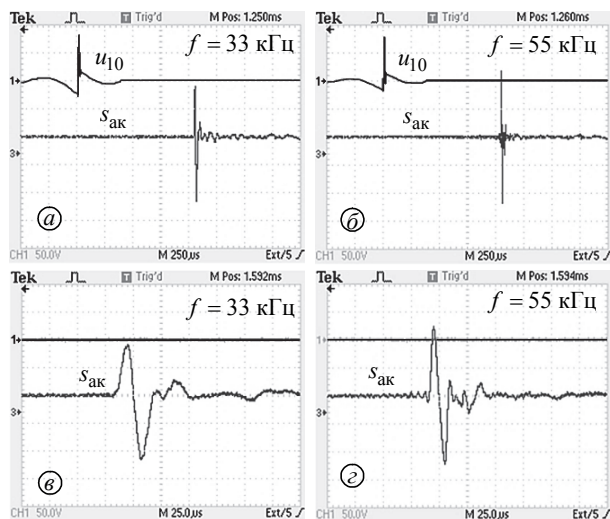


Рис. 11

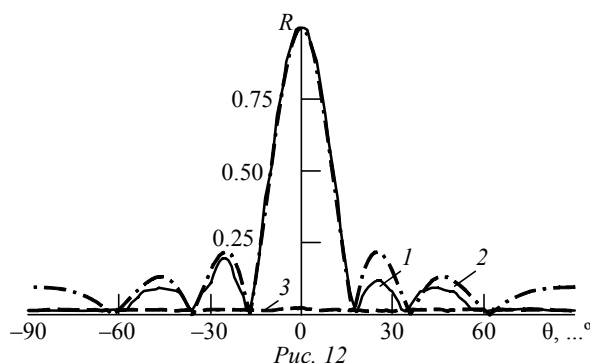


Рис. 12

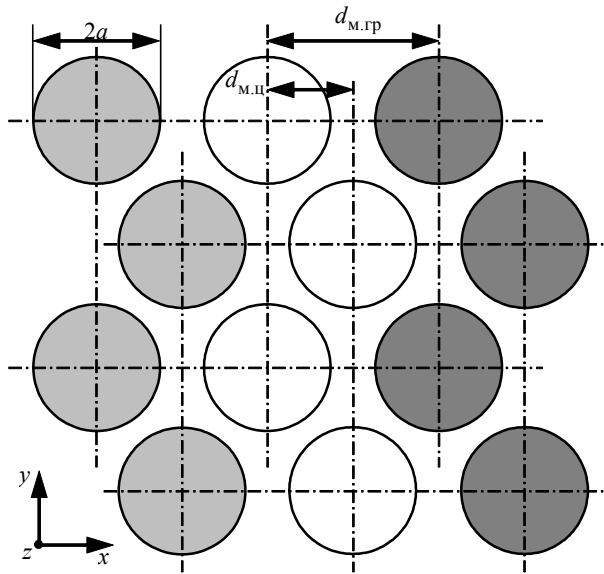


Рис. 13

ному (радиоимпульсы), так и к импульсному (короткие импульсы) режимам работы ГАС.

На рис. 12 приведены экспериментально полученные ХН $R(\theta)$ макета 2 (см. рис. 2) в горизонтальной плоскости zOx при работе в стационарном режиме на частоте 50 кГц во фронтальном (кривая 2) и в тыльном (кривая 3) направлениях, а также расчетная ХН во фронтальном направлении (кривая 1) при угле компенсации $\theta_k = 0^\circ$. Расчет при отсутствии сканирования ХН проводился по формуле

$$R(\theta) = \left| \frac{2J_1(k_0 a \sin \theta)}{k_0 a \sin \theta} \frac{\sin(Q k_0 d_{м.ц} \sin \theta / 2)}{Q \sin(k_0 d_{м.ц} \sin \theta / 2)} \right|,$$

где $Q = 6$ (6 рядов по 2 ПВТ по оси x); $d_{м.ц}$ — межцентровое расстояние (см. схему макета 2 — рис. 13). При измерениях использовались радиоимпульсы длительностью 10 периодов колебаний. Экспериментальные ХН как макета 2, так и остальных макетов антенн ГАС показали выраженную однонаправленность излучения ПВТ во всем рабочем диапазоне частот в соответствии с АЧХ.

Поскольку от значения соотношения $d_{м.ц}/\lambda$ (λ — длина звуковой волны в воде) зависит возможность появления добавочного лепестка ХН, а рабочий диапазон частот ПВТ достаточно широк, в макетах антенн излучатели в рядах располагались со смещением (см. рис. 2, 13). Однако из-за ограниченного числа каналов в имевшихся МБУМ_н (для макетов 1 и 2 требовалось $Q \times N = 60$ каналов, имелось же только 30) для проверки функциональности режима сканирования ХН 2 ряда ПВТ объединялись в группы по 4

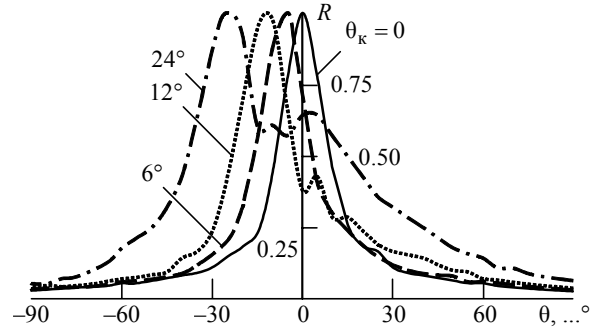


Рис. 14

ПВТ (показано заливкой на рис. 13). При этом в расчетах использовалось расстояние между центрами соседних групп $d_{м.гр} = 2d_{м.ц}$. Группировка рядов ПВТ привела к ограничению сектора сканирования (до момента появления добавочного лепестка ХН).

Рис. 14 иллюстрирует возможность сканирования ХН в плоскости zOx для макета 2 при различных значениях угла компенсации θ_k . ПВТ возбуждались в соответствии с решением задачи синтеза однопериодным импульсом с частотой формирования 50 кГц. Для $\theta_k = 24^\circ$ хорошо видно проявление добавочного максимума. Если в группы объединять меньшее число ПВТ (например, по 2 в ряд с образованием шести рядов вдоль оси x), то $d_{м.гр} = d_{м.ц}$ и, как показывают расчеты, сектор сканирования может быть увеличен почти до $\pm 90^\circ$. Однако это требует увеличения в 2 раза числа усилителей мощности УМ_{qn}.

При излучении коротких импульсов максимумы побочных лепестков и нули ХН не имеют четкого проявления. Это связано с изменением формы импульса при увеличении угла θ и некогерентностью сложения сигналов, приходящих в точку наблюдения от разных участков поверхности антенны. Указанные обстоятельства хорошо согласуются с теоретическими данными, например [11], [12].

Излучение акустических сигналов, имитирующих сигналы китообразных. Интерес к исследованию акустических сигналов китообразных, в том числе дельфинов [13], [14], а также к построению имитирующих эти сигналы акустических систем [15], [16] не ослабевает уже многие годы. В определенной мере это объясняется уникальной способностью морских млекопитающих к ориентированию в пространстве и эффективному обнаружению подводных объектов в сложной помеховой обстановке. Эхолокация и коммуникация дельфинов обеспечиваются с помощью последовательности коротких акустиче-

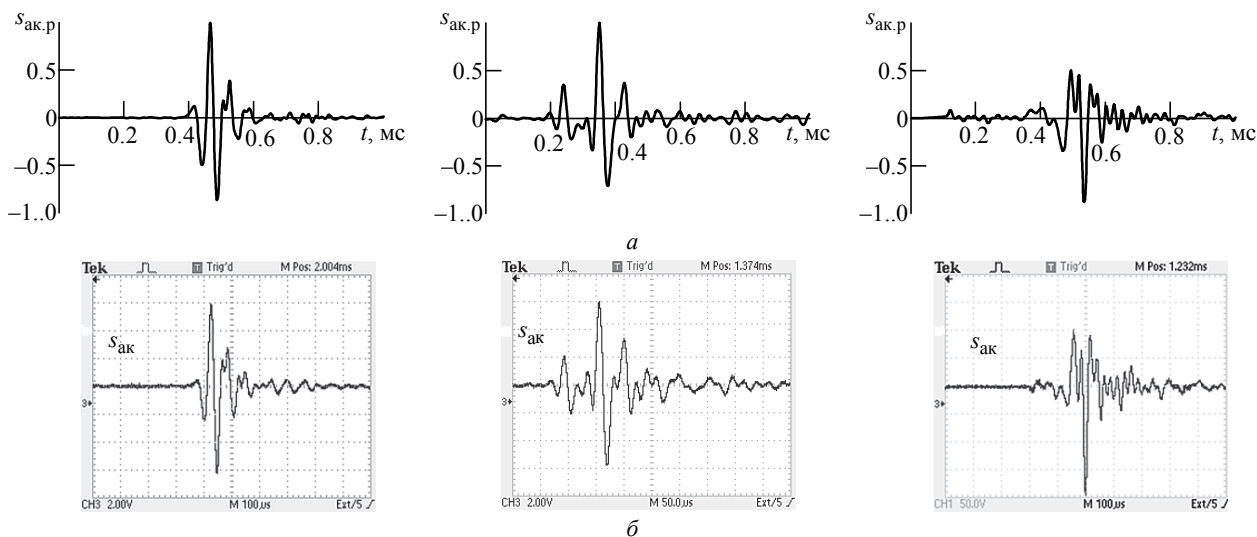


Рис. 15

ских импульсов с переменным периодом их следования [13], [16]. В связи с этим определенный интерес представляет возможность формирования сложных по структуре акустических сигналов, в том числе имитация сигналов китообразных, с помощью ГАС и макетов антенн, составленных из ПВТ при возбуждении их в соответствии с решением задачи синтеза.

Для технической реализации импульсов китообразных требуется диапазон частот от двух до четырех октав со средней частотой для разных видов китообразных от 10...20 кГц (кашалоты, усатые киты) до 90...120 кГц (дельфины, белухи). Средняя частота рабочего диапазона имеющихся макетов антенн ГАС была в 2–3 раза ниже средней частоты спектра реальных эхолокационных и коммуникационных сигналов дельфинов и белух (предоставленных лабораторией морской биоакустики СПбГУ). Поэтому при измерениях спектры этих сигналов пересчитывались на более низкие частоты так, чтобы их основная область частот соответствовала полосе пропускания макетов.

На рис. 15, *a* показаны реальные нормированные эхолокационные и коммуникационные сигналы дельфина, восстановленные после пересчета их спектра в область более низких рабочих частот макетов антенн ГАС, а на рис. 15, *б* – акустические импульсы $s_{ак}(t)$, сформированные с помощью макетов 1 и 2 (см. рис. 2). Приведенные результаты показывают удовлетворительное визуальное соответствие акустических импульсов, излученных с помощью макетов ГАС, и реальных, хотя и промасштабированных по частоте, сигналов дельфина. Следует отметить возможность формирования двух расположенных рядом

однополярных полупериодов колебаний (особенно заметных на правой паре диаграмм рис. 15), которая трудно реализуется с помощью других преобразователей и систем.

Для непосредственной работы с дельфинами и белухами требуются макеты антенн ПВТ, пьезоцилиндры которых имеют внутренний диаметр около 10 мм, а для имитации сигналов более крупных морских млекопитающих – 60...90 мм.

Заключение. Сравнением результатов расчета в соответствии с решением задачи синтеза и экспериментальных исследований макетов антенн ГАС с использованием ПВТ показана эффективность антенн в обеспечении широкополосного (около трех октав) излучения и формирования коротких, перестраиваемых по частоте, и сложных по структуре акустических сигналов, в том числе сигналов китообразных. Оценка эффективности излучения ПВТ по результатам измерения полевых характеристик макетов антенн показывает возможность получения удельной мощности излучения $W_{уд} \approx 1 \text{ Вт/см}^2$ при возбуждении электрическим полем напряженностью $E = 500 \text{ В/см}$. При излучении коротких акустических импульсов возможно увеличение напряженности электрического поля без нарушения прочностных характеристик пьезоцилиндров ПВТ, однако этот вопрос требует более детального как теоретического, так и экспериментального изучения. Полученная оценка влияния структурных параметров ПВТ и составленных из них антенн на характеристики ГАС позволяет проектировать необходимые для конкретных целей широкополосные ГАС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Широкополосность преобразователей. Гидроакустическая энциклопедия / под ред. В. И. Тимошенко. Таганрог: Изд-во ТГРУ, 1999. С. 696–697.

2. Пат. RU 2270533 С2. МПК H04R 1/14 (2006.01) Гидроакустический стержневой преобразователь / В. И. Позерн, Р. П. Павлов, О. Б. Ступак, Л. А. Виноградова, М. В. Кудрявцев, О. Н. Дудаков, Е. А. Апухтина. Опубл. 20.02.2006. Бюл. № 5.

3. USA Pat. 8072843 B1 I.Cl. H04R 17/00. Stepped multiply resonant wideband transducer apparatus / J. L. Butler, A. L. Butler. Publ. 2009/03/18.

4. USA Pat. 6722003 I.Cl. H04R 17/00. Underwater broadband electroacoustic transducer / D. S.-Dong, Y. C.-Zen, J.-Yow. Publ. 2004/04/20.

5. Sherman C. H., Butler J. L. Transducers and Arrays for Underwater Sound. New York: Springer Science+Business Media, LLC, 2007. 610 p.

6. Широкополосный низкочастотный малоапертурный мозаичный преобразователь / В. К. Качанов, И. В. Соколов, А. Б. Родин, Д. В. Тимофеев // 8-я Междунар. конф. "Неразрушающий контроль и техническая диагностика в промышленности", М., 18–20 марта 2009 г. М.: Изд. дом "Спектр", 2009. С. 113–115.

7. Пат. RU 176673 A1. МПК G01S 3/801 (2000.01) Устройство формирования акустических сигналов / Б. Г. Степанов, И. С. Пестерев. Опубл. 25.01.2018. Бюл. № 3.

8. Степанов Б. Г. Сверхширокополосный гидроакустический преобразователь волноводного типа. Задача синтеза // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2013. № 3. С. 87–96.

9. Пестерев И. С., Степанов Б. Г. О расширении функциональных возможностей контрольно-измери-

тельного стенда кафедры ЭУТ для автоматизации измерений частотных и направленных характеристик антенн // 69-я науч.-техн. конф. ППС СПбГЭТУ "ЛЭТИ", СПб., 26 янв. – 4 февр. 2016. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. С. 215–220.

10. Степанов Б. Г. О возможности дополнительного увеличения рабочего диапазона частот гидроакустического преобразователя волноводного типа и его работы в импульсном режиме. Задача синтеза // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2013. № 4. С. 71–80.

11. Авдеев В. Б. Энергетические характеристики направленности антенн и антенных систем при излучении и приеме сверхширокополосных сигналов и сверхкоротких импульсов // Антенны. 2002. Вып. 7(62). С. 5–27.

12. Коновалов С. И., Кузьменко А. Г. Влияние переходных процессов в преобразователях на направленность антенны в импульсном режиме // Акуст. журн. 1994. Т. 40, № 3. С. 457–458.

13. Ryabov V. Some Aspects of Analysis of Dolphins' Acoustical Signals // Open J. of Acoustics. 2011. № 1. С. 41–54.

14. Directional Properties of Bottlenose Dolphin (Tursiops Truncatus) Clicks, Burst-Pulse, and Whistle Sounds / B. K. Branstetter, P. W. Moore, J. J. Finneran and oth. // J. Acoust. Soc. Am. 2012. Vol. 131, № 2. P. 1613–1621.

15. Пат. RU 2220462 С2 МПК G10K 9/04 (2000.01) Устройство для имитации эхолокационных импульсов дельфина / Н. А. Дубровский. Опубл. 27.12.2003. Бюл. № 36.

16. Development of Dolphin-speaker / Y. Mishima, K. Uchida, K. Amakasu, Y. Miyamoto, T. Sasakura // J. Marine Acoust. Soc. Jpn. 2013. Vol. 40, № 1. P. 27–36.

Статья поступила в редакцию 10 сентября 2018 г.

Пестерев Иван Сергеевич – магистр по направлению "Приборостроение" (2015), аспирант кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 8 научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка и исследование электроакустических преобразователей, а также систем формирования электрических сигналов возбуждения.

E-mail: ivanpesterev@mail.ru

E-mail: mary-v-s@yandex.ru

Степанов Борис Георгиевич – кандидат технических наук (1987), доцент (1996) кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – разработка и исследование различных электроакустических преобразователей и систем с заданными направленными и частотными свойствами.

E-mail: BGStepanov@etu.ru

REFERENCES

1. *Gidroakusticheskaya entsiklopediya* [Hydroacoustic Encyclopedia]. Ed. by V. I. Timoshenko. Taganrog, Izd-vo TGRU, 1999, pp. 696–697. (In Russian)

2. Pozern V. I., Pavlov R. P., Stupak O. B., Vinogradova L. A., Kudryavtsev M. V., Dudakov O. N., Apukhtina E. A. Gidroakusticheskii sterzhnevoy preobrazovatel' [Hydroacoustic Rod Transducer]. Patent RF, no. 2270533, 2006. (In Russian)

3. Butler J. L., Butler A. L. Stepped Multiply Resonant Wideband Transducer Apparatus. Patent USA, no. 8072843, 2009.

4. Dong D. S.-, Zen Y. C., Yow J. Underwater Broadband Electroacoustic Transducer. Patent USA, no. 6722003, 2004.

5. Sherman C. H., Butler J. L. Transducers and Arrays for Underwater Sound. New York: Springer Science+Business Media, LLC, 2007, 610 p.

6. Kachanov V. K., Sokolov I. V., Rodin A. B., Timofeev D. V. Broadband Low-Frequency Low-Aperture Mosaic Transducer. 8-ya Mezhdunar. konf. "Nerazrushayushchii kontrol' i tekhnicheskaya diagnostika v promyshlennosti" [8th Intern. Conf. "Non-Destructive Testing and Technical Diagnostics in Industry"]. Moscow, 2009, pp. 113–115. (In Russian)

7. Stepanov B. G., Pesterev I. S. *Ustroistvo formirovaniya akusticheskikh signalov* [Device for Generating Acoustic Signals]. Patent RF, no. 176673, 2018. (In Russian)

8. Stepanov B. G. Ultra-Wideband Hydroacoustic Waveguide Converter. Synthesis Task. *Izvestiya SPbGETU "LETI"* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2013, no. 3, pp. 87–96. (In Russian)

9. Pesterev I. S., Stepanov B. G. On Expanding the Functionality of the Measuring and Testing Facility of the EUT Department for Automating Measurements of the Frequency and Directional Characteristics of Antennas. 69 nauch.-tekhn. konf. PPS SPbGETU "LETI" [69 Scientific and Technical Conf. Professorial and teaching staff of St. Petersburg Electrotechnical University "LETI"]. SPb, 2016, pp. 215–220. (In Russian)

10. Stepanov B. G. About the Possibility of Additional Increase in the Operating Frequency Range of the Wave-

guide Type Hydroacoustic Transducer and Its Operation in Pulsed Mode. Synthesis Task. *Izvestiya SPbGETU "LETI"* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2013, no. 4, pp. 71–80. (In Russian)

11. Avdeev V. B. Energy Characteristics of Directivity of Antennas and Antenna Systems for Radiation and Reception of Ultra-Wideband Signals and Ultrashort Pulses. *Antenny* [Antennas]. 2002, vol. 62, no. 7, pp. 5–27. (In Russian)

12. Konovalov S. I., Kuzmenko A. G. Impact of Transients in Converters on the Directivity of the Antenna in a Pulsed Mode. *Akusticheskii Zhurnal* [Acoustic Journal]. 1994, vol. 40, no. 3, pp. 457–458. (In Russian)

13. Ryabov V. Some Aspects of Analysis of Dolphins' Acoustical Signals. *Open J. of Acoustics*. 2011, no. 1, pp. 41–54.

14. Branstetter B. K., Moore P. W., Finneran J. J. Directional Properties of Bottlenose Dolphin (*Tursiops truncatus*) Clicks, Burst-Pulse, and Whistle Sounds. *J. Acoust. Soc. Am.* 2012, vol. 131, no. 2, pp. 1613–1621.

15. Dubrovsky N. A. *Ustroistvo dlya imitatsii ekholokatsionnykh impul'sov del'fina* [Device for Simulating Dolphin Echolocation Impulses]. Patent RF, no. 2220462, 2003.

16. Mishima Y., Uchida K., Amakasu K., Miyamoto Y., Sasakura T. Development of Dolphin-speaker. *J. Marine Acoust. Soc. Jpn.* 2013, vol. 40, no 1, pp. 27–36.

Received September, 19, 2018.

Ivan S. Pesterev – Master's Degree in Engineering in Instrumentation Technology (2015), Postgraduate student of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Technics of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 8 scientific publications. Area of expertise: research and development of electro-acoustic transducers and electric excitation signals forming systems.

E-mail: ivanpesterev@mail.ru

Boris G. Stepanov – Ph.D. in Engineering (1987), Associate Professor (1996) of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Technics of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: research and development of various electro-acoustic transducers and systems with predetermined directionality, and frequency properties.

E-mail: BGStepanov@etu.ru

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-71-80

УДК 615.47:616-072.7

Нгуен Чонг Туен, Чан Чонг Хыу, Нгуен Мау Тхач, З. М. Юлдашев

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

ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

СИСТЕМА И АЛГОРИТМ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ И АНАЛИЗА БИМЕДИЦИНСКИХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ УДАЛЕННОГО МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ ЗДОРОВЬЯ ЧЕЛОВЕКА¹

Аннотация. Непрерывная продолжительная работа систем мониторинга имеет большое значение для исключения пропуска эпизодов обострения заболевания. В системах удаленного мониторинга продолжительность непрерывной работы определяется возможностями носимых пациентом устройств. Они предназначены для съема и регистрации комплекса биомедицинских сигналов, предварительной обработки и анализа сигналов и данных.

Цель настоящей статьи – разработка алгоритма интеллектуального мониторинга состояния здоровья. Он обеспечивает эффективное использование вычислительных и энергетических ресурсов носимых устройств пациента, снижение тока потребления, увеличение автономности его работы. Для решения проблемы используется методология теории интеллектуальных измерений. Она заключается в изменении интеллектуальным элементом системы количества используемых измерительных каналов, методов и алгоритмов измерений и обработки сигналов в зависимости от изменения состояния объекта измерений.

Для реализации алгоритма интеллектуального мониторинга состояния здоровья система должна иметь многоуровневую структуру. Носимая система должна состоять из устройства пациента, предназначенного для регистрации комплекса биомедицинских сигналов, и носимого компьютера пациента, предназначенного для обработки и анализа сигналов, контроля текущего состояния пациента. Алгоритм интеллектуального мониторинга заключается в следующем. Фоновый режим устанавливается, когда состояние пациента соответствует состоянию нормы. В этом режиме оцениваются не более двух показателей, наиболее значимых для диагностики, и контролируется состояние нормы. Режим активного мониторинга устанавливается, когда контролируемые в фоновом режиме параметры выходят за границы нормы. В этом режиме активируются дополнительные каналы регистрации биомедицинских сигналов, оценивается расширенный комплекс значимых для диагностики показателей. Экспериментальная апробация системы и алгоритма интеллектуального мониторинга была проведена с использованием системы удаленного мониторинга сердечного ритма и эпизодов фибрилляции предсердий. Результаты апробации показали целесообразность и эффективность использования предложенной структуры и алгоритма мониторинга.

Ключевые слова: система, удаленный мониторинг, состояние здоровья, обработки и анализ, биомедицинские сигналы, алгоритм, интеллектуальный мониторинг

Для цитирования: Система и алгоритм интеллектуальной обработки и анализа биомедицинских сигналов в системах удаленного мониторинга состояния здоровья человека / Нгуен Чонг Туен, Чан Чонг Хыу, Нгуен Мау Тхач, З. М. Юлдашев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 5. С. 71–80.
doi:10.32603/1993-8985-2018-21-5-71-80

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты № 16-07-00599 "Модели, методы и система интеллектуального телемедицинского мониторинга состояния здоровья человека и прогнозирования обострения заболеваний" и № 18-29-02036 "Разработка новых алгоритмов автоматического распознавания опасных нарушений сердечного ритма по поверхностной и инвазивной электрокардиограмме".

Nguyen Trong Tuyen, Tran Trong Huu, Nguyen Mau Thach, Zafar M. Yuldashev

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

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

SYSTEM AND ALGORITHM OF INTELLIGENT BIOMEDICAL SIGNAL PROCESSING AND ANALYSIS FOR HUMAN HEALTH STATUS REMOTE MONITORING SYSTEM

Abstract: Continuous and steady running of health status remote monitoring systems is essential not to omit episodes of acute exacerbation of chronic disease. Running time of such systems is largely determined by performance capabilities of the patient's wearable system elements. To ensure its long-term operation and efficient performance, the monitoring system must have multilayered structure with the elements realizing recording and picking off biomedical signals, signal processing and analysis, estimation of patient current condition, dynamics of the disease and its prognosis. For this purpose, it is necessary to use smart monitoring algorithms. A specific feature of such algorithms is change of the number of channels used for biomedical signal recording and processing according to the change of patient's condition. To detect the exacerbation first symptoms by means of the patient's wearable computer, additional channels are activated for recording biomedical signals used to evaluate the expanded complex of diagnostically significant parameters of the disease and their integration when specifying the patient's condition. The system and intelligent monitoring algorithm is tested with the use of heart rate remote control and atrial fibrillation episode detection system. The testing results of the developed system and algorithm are discussed.

Key words: system, remote monitoring, health status, processing and analysis, biomedical signals, algorithm, intelligent monitoring

For citation: Nguyen Trong Tuyen, Tran Trong Huu, Nguyen Mau Thach, Yuldashev Z. M. System and Algorithm of Intelligent Biomedical Signal Processing and Analysis for Human Health Status Remote Monitoring System. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 5, pp. 71–80. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-71-80 (In Russian)

Актуальность. При разработке систем удаленного мониторинга состояния здоровья большое внимание уделяется вопросу обеспечения непрерывного длительного мониторинга состояния здоровья для своевременного оперативного выявления функциональных нарушений организма и оказания экстренной медицинской помощи [1]–[5]. Такие системы используются для удаленного выявления эпизодов фибрилляции предсердий [6]–[8], апноэ сна [9], [10], гипертензии [11], [12], эпилептического приступа, бронхиальной астмы [13], [14], которые в течение десятков секунд должны выявить опасные для жизни человека нарушения и сформировать воздействие для нормализации состояния организма. Для обеспечения высокой точности, чувствительности и специфичности выявления нарушений здоровья используется комплекс диагностически значимых показателей заболевания, оцениваемых по нескольким биомедицинским сигналам – ЭКГ, дыхания, плевтизограмме, оксиметрии, электромиограмме и т. д. Очевидно, что для осуществления одновременной синхронной обработки всех биомедицинских сигналов в режиме реального времени требуется значительная производительность микропроцессорного устройства, в частности высокая тактовая частота процессора и параллельная обработка сигналов. Однако это вы-

зывает значительное увеличение тока потребления и снижение автономности работы средств съема и обработки биомедицинских сигналов, оценки диагностически значимых показателей заболевания [15]–[18]. Для обеспечения удаленного непрерывного мониторинга состояния здоровья пациента система должна включать (рис. 1): средство съема и регистрации биомедицинских сигналов, выполненное в виде малогабаритного носимого устройства пациента (НУП); носимый компьютер пациента (НКП) с каналами беспроводной связи, выполненный на основе смартфона, для обработки и анализа биомедицинских данных, оценки диагностически значимых показателей заболевания, сравнения их с пороговыми значениями, классификации состояния здоровья; сервер лечебного учреждения (СЛУ) для формирования базы данных о выявленных эпизодах заболевания, оценки динамики показателей заболевания и поддержки принятия решений врача; носимый компьютер врача (НКВ), используемый для анализа комплекса данных о состоянии здоровья, постановки диагноза и формирования указаний для оказания необходимой медицинской помощи.

Продолжительность автономной работы системы будет определяться исключительно автономностью работы НУП и НКП, ресурсами их источников питания и потребляемым током. Поэтому НУП и

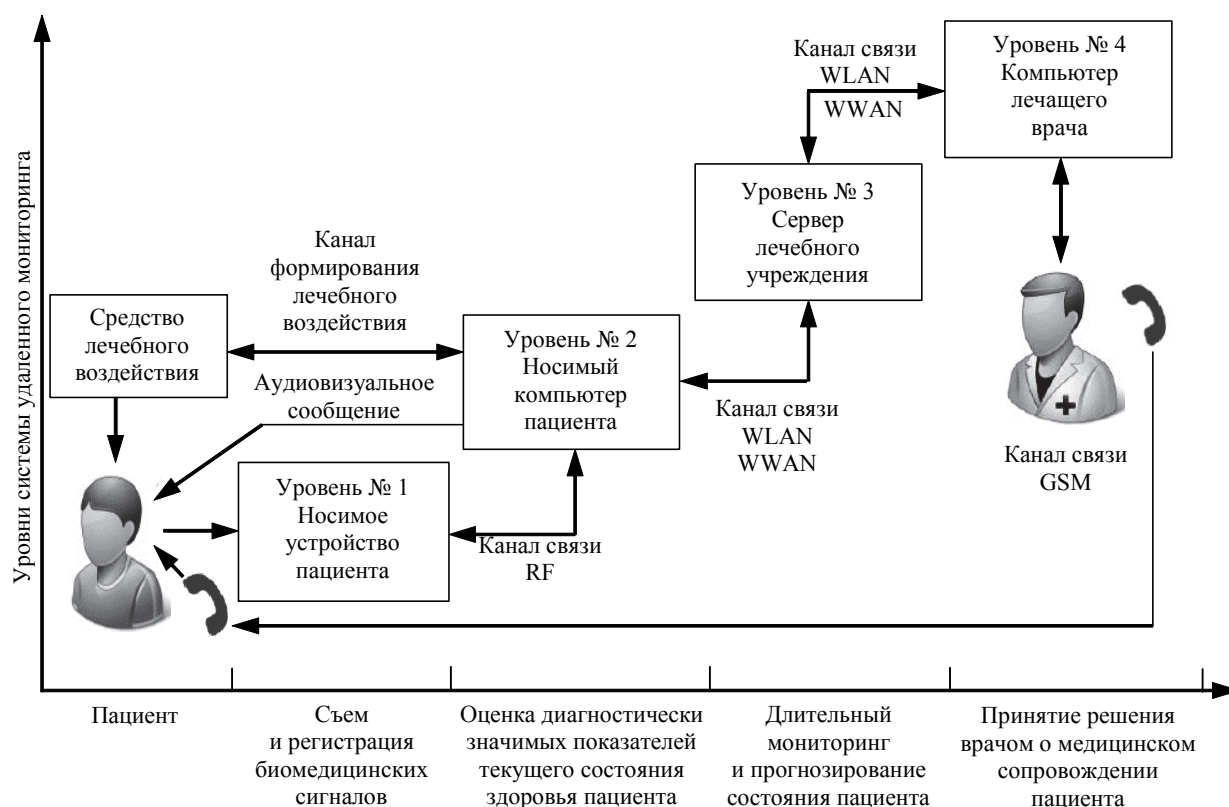


Рис. 1

НКП должны использовать такие алгоритмы съема и регистрации биомедицинских сигналов, обработки и анализа данных, которые используют минимальные вычислительные, аппаратные и энергетические ресурсы при состоянии пациента, соответствующем физиологической норме. При состояниях, не соответствующих физиологической норме, подключаются дополнительные каналы регистрации биомедицинских сигналов, реализуется обработка и анализ расширенного комплекса диагностически значимых показателей. Таким образом, проблема интеллектуализации алгоритмов обработки и анализа комплекса биомедицинских данных в системах непрерывного длительного мониторинга состояния здоровья людей с хроническими заболеваниями является одной из приоритетных для повышения автономности работы системы.

Цель проводимого исследования – разработка системы и алгоритмов интеллектуальной обработки и анализа биомедицинских сигналов для удаленного непрерывного мониторинга состояния здоровья человека.

Методы и подходы к решению проблемы. Для решения сформулированной проблемы используются:

- методы и подходы интеллектуальных информационно-измерительных систем, в которых характеристики измерительных каналов и алгоритмы

обработки результатов измерений изменяются в зависимости от состояния объекта измерения;

- принципы построения адаптивных биотехнических систем, обеспечивающие оптимальное согласование характеристик элементов измерительных каналов системы с характеристиками биологического объекта;

- методы теории распознавания образов, учитывающие при классификации состояний объектов комплекс значимых показателей и их веса для достижения заданной точности классификации;

- методы системного анализа биологических систем, позволяющие учесть взаимодействие систем организма для обеспечения гомеостаза.

Для такой сложной системы, какой является биологический объект, в частности, человек, для классификации его состояния необходимо использовать комплекс показателей, значимых для диагностики. Эти показатели характеризуют функционирование различных систем организма – сердечно-сосудистой, дыхательной, нервной, опорно-двигательной и др. Организм при воздействии на какую-либо его систему для обеспечения гомеостаза (динамического постоянства внутренней среды и основных физиологических функций) вносит изменения в функционирование других систем организма. Например, увеличение физической нагрузки на организм (выполнение физической работы) вы-

зывает увеличение частоты сердечных сокращений (ЧСС), частоты пульса (ЧП), частоты дыхания (ЧД). Такие системные изменения происходят и при развитии заболевания, нарушения функционирования той или иной системы организма. Например, при обострении апноэ сна увеличивается ЧСС, ЧП, артериальное давление, ЧД, изменяется сатурация крови кислородом. Это означает, что достаточно большой комплекс показателей характеризует состояние нормы и заболевания, причем набор диагностически значимых показателей для разновидностей заболевания может различаться. Невозможно с высокой точностью выявлять заболевание, основываясь на ограниченном количестве показателей. В условиях непрерывного длительного мониторинга состояния здоровья пациента для повышения точности и достоверности выявления заболевания необходимо использовать дополнительные каналы съема и регистрации биомедицинских сигналов и комплексирование диагностически значимых показателей в решающих правилах диагностики заболевания [15]. Для контроля соответствия состояния пациента физиологической норме достаточно использовать ограниченное количество показателей и каналов регистрации биомедицинских сигналов.

Рассмотрим пример построения системы непрерывного длительного мониторинга сердечного ритма пациента с фибрилляцией предсердий (ФП) вне лечебного учреждения и реализацию алгоритма интеллектуального мониторинга для выявления эпизодов заболевания.

Фибрилляция предсердий – опасное нарушение ритма сердца, проявляющееся в повышенном нерегулярном сердцебиении и мерцании мышц предсердий. Она может возникать спонтанно, иметь продолжительность от нескольких секунд до нескольких часов, вызывать необратимые нарушения в структуре миокарда предсердий. Выявление ФП в режиме реального времени позволяет своевременно использовать средства восстановления нормального синусового ритма сердца с помощью дефибриллятора, снизить риск смерти пациента.

Для выявления эпизодов ФП при мониторинге сердечного ритма пациента вне лечебного учреждения необходимо осуществлять съем и регистрацию электрокардиографического (ЭКГ) сигнала грудных отведений, оценивать комплекс показателей деятельности сердца: ЧСС, вариабельность сердечного ритма (ВСР), вариабельность TQ-сегмента (интервал времени от начала T-волны до конца Q-волны ЭКГ), амплитуду R-волн (R-волна ЭКГ), мощность f-волн (волны спонтанных сокращений миокарда

предсердий) и характеристики ее доминантной частоты, выявлять эпизоды трепетания предсердий (ТП) и экстрасистолы [6]–[7].

Основной признак развития аритмии, в том числе ФП, – повышенная ЧСС. Однако она может быть обусловлена увеличенной физической нагрузкой на организм и соответствовать состоянию нормы. Поэтому для выявления эпизодов повышенной ЧСС, обусловленной различными аритмиями, необходимо осуществлять непрерывный мониторинг физической активности с помощью акселерометров. Их количество должно быть не менее 4, они должны быть закреплены на конечностях, так как физическая нагрузка может быть направлена на ноги или руки (гребля, катание на велосипеде).

Другим значимым признаком ФП, как и других аритмий сердца, является повышение ВСР. При нормальном синусовом ритме сердца ЧСС относительно стабильна, при аритмиях имеет место нарушение цикличности. И ЧСС, и ВСР являются диагностически значимыми показателями не только ФП, но и различных желудочковых фибрилляций. Для повышения точности диагностики ФП, а также для их различия от ТП необходимо оценить показатели, характерные только для ФП. Значимым признаком ФП является повышенная вариабельность TQ-сегмента. Значимость этого показателя в зависимости от стадии заболевания может достигать 45 %. Для оценки с высокой точностью этого показателя необходимо активировать дополнительные каналы регистрации ЭКГ грудных отведений (как правило, используют три канала грудных отведений). При диагностике других заболеваний могут подключаться каналы регистрации сигналов дыхания, плетизмограммы, мышечной активности и т. д., которые будут использоваться для оценки дополнительного комплекса диагностически значимых показателей и их комплексирования при классификации состояния здоровья человека. Для активации дополнительных каналов регистрации биомедицинских сигналов управляющий сигнал от НКП должен поступить на входы управления каналами регистрации сигналов НУП. В этом заключается сущность алгоритма интеллектуального мониторинга состояния здоровья пациента. Таким образом, когда состояние его здоровья соответствует состоянию физиологической нормы, используется ограниченное количество каналов регистрации биомедицинских сигналов и оценка ограниченного количества диагностически значимых показателей НКП. При первых признаках функциональных нарушений в орга-

низме активируются дополнительные каналы регистрации сигналов и оценивается расширенный комплекс диагностически значимых показателей.

Для отделения ФП от различных видов желудочковых фибрилляций необходимо установить отсутствие Р-волн, убедиться в появлении f-волн с явно выраженной доминантной частотой, исключить из анализируемого фрагмента ЭКГ-сигнала эпизоды ТП и экстрасистолии.

Для выявления обострения заболевания необходимо оценивать продолжительность эпизодов ФП, а также учитывать динамику частоты прояв-

ления эпизодов ФП за определенный промежуток времени и продолжительности эпизодов.

Для выявления коротких эпизодов ФП обработка и анализ ЭКГ-сигнала, оценка диагностически значимых показателей должна осуществляться в скользящем окне продолжительностью не более 10 с. Скользящее окно должно сдвигаться дискретно на величину кардиоцикла. Увеличение продолжительности скользящего окна позволяет повысить точность диагностики ФП, но приводит к пропускам коротких эпизодов ФП.

При анализе ЭКГ на предмет ФП в скользя-

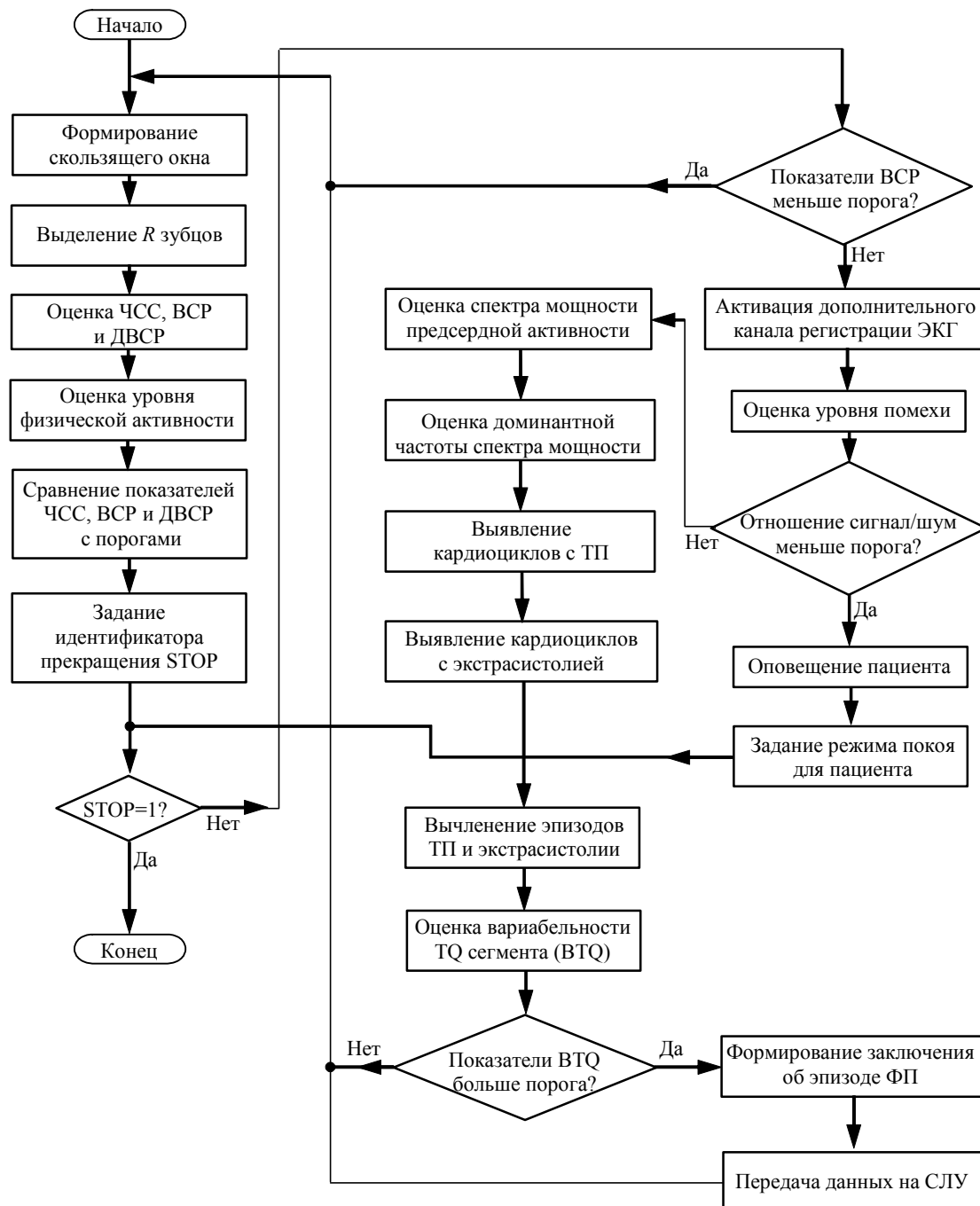


Рис. 2

щем окне необходимо исключать эпизоды ТП и чередующихся экстрасистол. В случае проявления значительной миографической помехи НКП должен рекомендовать пациенту снижение двигательной активности.

При превышении ЧСС и ВСР заданных порогов, устанавливаемых индивидуально для паци-

ента, НКП должен обеспечить подключение дополнительных каналов регистрации ЭКГ грудных отведений. В этом случае каналы регистрации ЭКГ НУП активируются, а дискретные отсчеты сигналов будут передаваться на процессор НКП.

В соответствии с изложенными правилами структура алгоритма непрерывного длительного

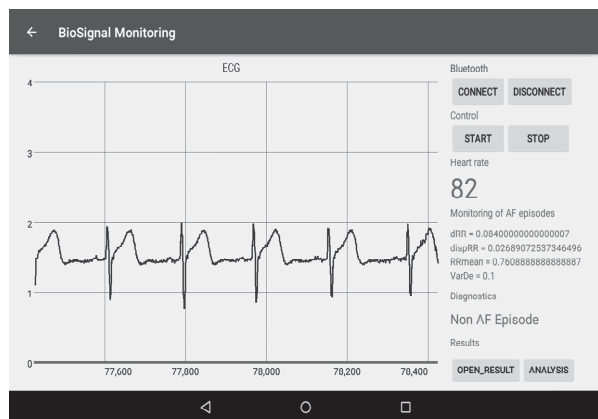
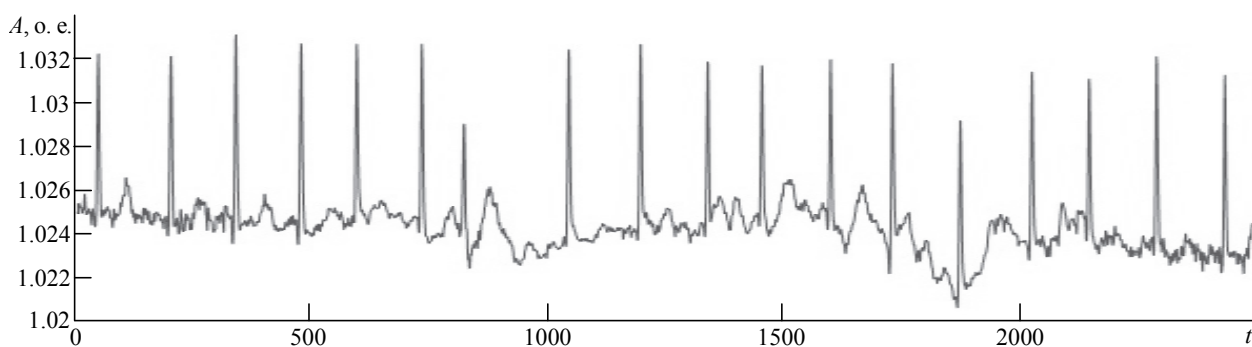
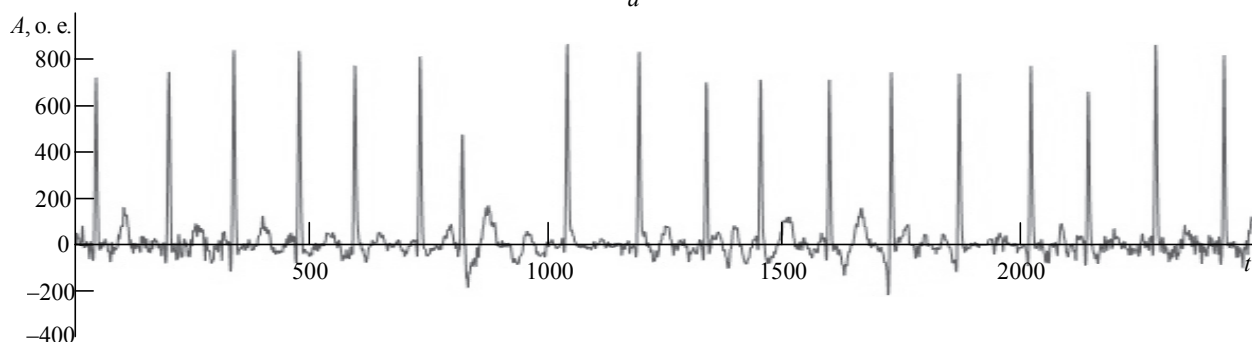


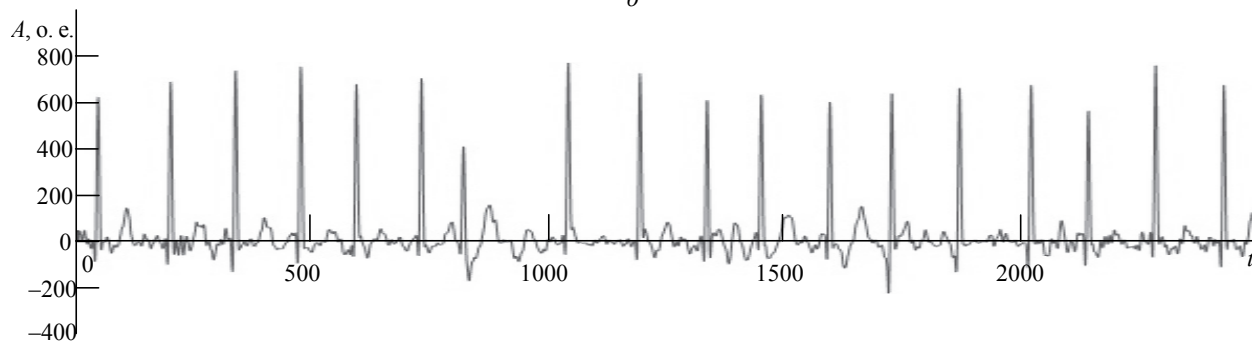
Рис. 3



а



б



в

Рис. 4

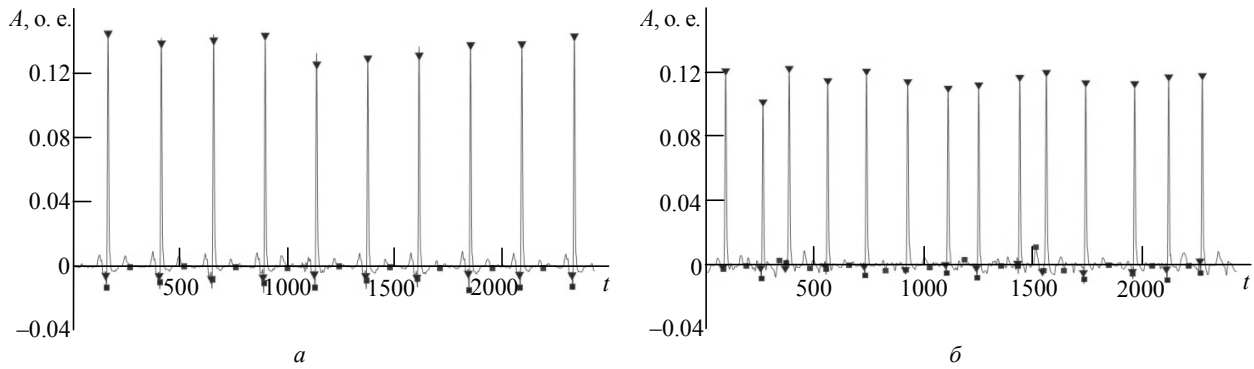


Рис. 5

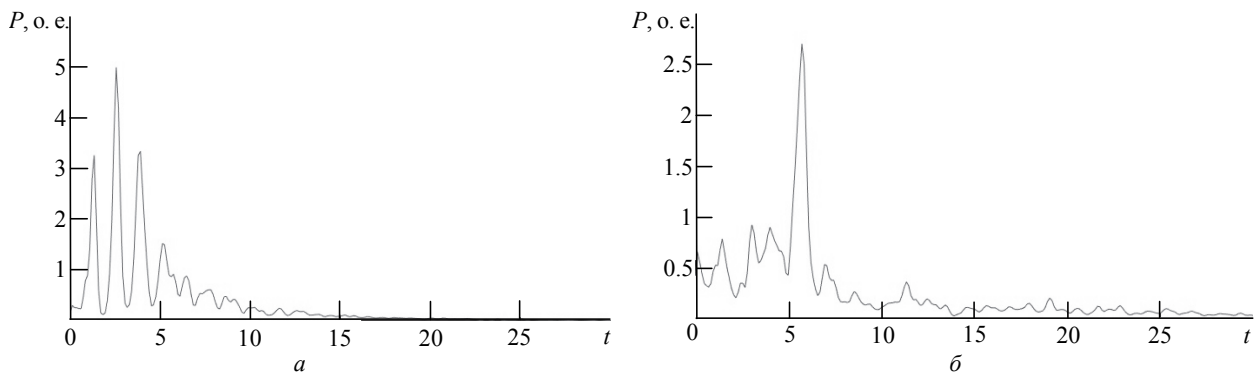


Рис. 6

мониторинга сердечного ритма и выявления эпизодов ФП представлена на рис. 2.

Разработка системы и экспериментальная апробация алгоритма выявления эпизодов фибрилляции предсердий. В соответствии со структурой, представленной на рис. 1, была разработана система для удаленного мониторинга сердечного ритма и тревожной сигнализации при выявлении эпизодов ФП [16], [17].

НУП было разработано на основе микросхем Analog Front End AD8232, осуществляющего усиление и фильтрацию ЭКГ-сигнала и подавление синфазной помехи, 32-разрядного микроконтроллера STM32F407VG6, Bluetooth контроллера класса 2 BC417. В качестве НКП использовался смартфон с операционной системой Android 5.1. Для вычисления диагностически значимых показателей использовался Android NDK – средство для интенсивного вычисления потоков данных, моделирования физических процессов и обработки и анализа сигналов, которые требуют много памяти. На рис. 3 представлены экранные формы интерфейса для НКП.

Для оценки эффективности алгоритма выявления эпизодов ФП были проведены экспериментальные исследования с использованием верифицированных записей баз данных MIT BIH AF Database и Национального медицинского исследовательского центра им. В. А. Алмазова.

На рис. 4 приведены диаграммы сигналов, отражающие этапы обработки исходного ЭКГ-сигнала (а); дрейфа изолинии с использованием медианного фильтра (б); сглаживание ЭКГ-сигнала с использованием фильтра Савицкого–Голея 7-го порядка (в). По оси абсцисс указаны дискретные отсчеты сигнала, по оси ординат – амплитуда сигнала в относительных единицах. На рис. 5 приведены графики с выделением характерных точек ЭКГ-сигнала в норме (а) и при ФП (б). На графиках выделены характерные точки – граница QRS-комплекса (треугольник – начало Q-волны, прямоугольник – амплитуда Q-волны, треугольник – амплитуда R-зубца), далее прямоугольник определяет конец T-волны. На рис. 6 отражены оценки спектральной плотности мощности при ФП (а) и трепетании предсердий (б). По оси абсцисс указана частота в герцах, по оси ординат – мощность сигналов в относительных единицах.

В таблице представлены результаты исследования на базе данных НМИЦ им. В. А. Алмазова с применением разработанного алгоритма для каждой записи и приведены итоговые результаты для выявления эпизодов ФП по всем данным записям. В таблице $Se = TP / (TP + FN)$, $+P = TP / (TP + FP)$, $DSe = ref_overlap / ref_duration$, $D + P = test_overlap / test_duration$.

Записи ЭКГ пациентов	Показатели эффективности выявления эпизодов ФП									
	TP _S	FN	TP _P	FP	ES _E	E+P	ERef	ETst	DSe	D+P
30007502.dat	1	0	8	0	100	100	1	8	99.32	100
80003725.dat	4	8	4	59	33.33	6.35	12	63	37.33	0.82
FF5060526111605.dat	6	0	5	8	100	38.46	6	13	99.37	99.44
Kot21984512.dat	29	2	27	81	93.55	25	31	108	89.08	37.72
ME18120405155453.dat	13	7	12	25	65	32.43	20	37	98.78	96.55
Gross	53	17	56	173	75.71	24.45	70	229	99.11	95.43

Для оценки эффективности алгоритма вычислялись следующие показатели: чувствительности DSe и специфичности D + P. При этом показатели чувствительности и специфичности по всем записям составили, соответственно, 99.11 и 95.43 %. В итоге для обеих баз данных полученные показатели чувствительности, специфичности и точности составили 95.00, 94.00 и 94.5 %. Использование режима интеллектуального мониторинга позволяет увеличить продолжительность непрерывного мониторинга сердечного ритма до 16 ч с возможностью подзарядки источника питания НУП во время сна пациента.

Заключение. 1. Для обеспечения длительного непрерывного мониторинга состояния здоровья человека необходимо использовать иерархическую структуру системы, в которой НУП должно иметь каналы регистрации биомедицинских сигналов, активируемые для оценки расширенного комплекса диагностически значимых показателей при выявлении первых признаков функциональных нарушений организма.

2. Для увеличения продолжительности непрерывной работы НУП и НКП за счет эффективного использования их вычислительных и энергетиче-

ских ресурсов необходимо использовать алгоритм интеллектуального мониторинга состояния здоровья пациента, заключающегося в изменении количества активно работающих каналов регистрации биомедицинских сигналов и оценки диагностически значимых показателей заболевания в зависимости от динамики состояния здоровья пациента.

3. Высокая точность диагностики функциональных нарушений организма при длительном непрерывном мониторинге состояния здоровья вне лечебного учреждения достигается за счет использования комплекса диагностически значимых показателей заболевания и их комплексирования при классификации состояния организма.

4. Экспериментальная разработка системы удаленного мониторинга ритма сердца пациента с ФП на основе комплекса диагностически значимых показателей и их комплексирования для классификации состояния и апробация разработанной системы в клинических условиях подтвердили целесообразность использования режима интеллектуального мониторинга для обеспечения длительного непрерывного мониторинга и высокой эффективности выявления эпизодов фибрилляции предсердий.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Long-Term Cardiovascular Outcomes in Men with Obstructive Sleep Apnoea-Hypopnoea with or Without Treatment with Continuous Positive Airway Pressure: an Observational Study / J. M. Marin, S. J. Carrizo, E. Vicente, A. G. Agusti // The Lancet. 2005. Vol. 365. P. 1046–1053. doi: 10.1016/S0140-6736(05)71141-7
2. Milenković A., Otto C., Jovanov E. Wireless Sensor Networks for Personal Health Monitoring: Issues and an Implementation // Computer Communication. 2006. Vol. 29, iss. 13–14. P. 2521–2533. doi: 10.1016/j.comcom.2006.02.011
3. Korhonen I., Parkka J., Van Gils M. Health Monitoring in the Home of the Future // IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine. 2003. Vol. 22, iss. 3. P. 66–73. doi: 10.1109/MEMB.2003.1213628

4. Pantelopoulou A., Bourbakis N. G. A Survey on Wearable Sensor-Based Systems for Health Monitoring and Prognosis // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics. Pt. C: Applications and Reviews. 2010. Vol. 40, № 1. P. 1–12. doi: 10.1109/TSMCC.2009.2032660
5. Banaee H., Ahmed M. U., Loutfi A. Data Mining for Wearable Sensors in Health Monitoring Systems: a Review of Recent Trends and Challenges // Sensors. 2013. Vol. 13, iss. 12. P. 17472–17500. doi:10.3390/s131217472
6. Logan B., Healey J. Robust Detection of Atrial Fibrillation for a Long Term Telemonitoring System // Computers in Cardiology. 2005. Vol. 32. P. 619–622. doi: 10.1109/CIC.2005.1588177

7. A Novel Method for Real-Time Atrial Fibrillation Detection in Electro-Cardiograms Using Multiple Parameters / X. Du, N. Rao, M. Qian, D. Liu, J. Li, W. Feng, L. Yin, X. Chen // *Annals of Noninvasive Electrocardiology*. 2014. Vol. 19, № 3. P. 217–225. doi: 10.1111/anec.12111

8. Wavelet Entropy Automatically Detects Episodes of Atrial Fibrillation from Single Lead Electrocardiograms / J. Rodenas, M. Garcia, R. Alcaraz, J. J. Rieta // *Entropy*. 2015. Vol. 17, № 9. P. 6179–6199. doi: 10.3390/e17096179

9. Sechang O., Hyeokjun K., Vijay V. Ubiquitous Health Monitoring System for Diagnosis of Sleep Apnea with Zigbee Network and Wireless LAN // *J. of Nanotechnology in Engineering and Medicine*. 2011. Vol. 2 (2). P. 021008. doi: 10.1115/1.4003927

10. Bsoul M., Minn H., Tamil L. Apnea Medassist: Real-Time Sleep Apnea Monitor Using Single-Lead ECG // *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*. 2011. Vol. 15, № 3. P. 416–427. doi: 10.1109/TITB.2010.2087386

11. Albaghdadi M. Baroreflex Control of Long-Term Arterial Pressure // *Rev Bras Hipertens*. 2007. Vol. 14, № 4. P. 212–225.

12. Gesche H., Grosskurth D., Kuchler G. Continuous Blood Pressure Measurement by Using the Pulse Transit Time: Comparison to a Cuff-Based Method // *Eur. J. Appl. Physiol*. 2011. Vol. 112, № 1. P. 309–315. doi: 10.1007/s00421-011-1983-3

13. Monitoring Breathing Rate at Home Allows Early Identification of COPD Exacerbations / A. M. Yañez,

D. Guerrero, R. Pérez de Alejo, F. Garcia-Rio, J. L. Alvarez-Sala, M. Calle-Rubio, R. M. de Molina, M. Valle Falcones, P. Ussetti, J. Saulea, E. Z. García, J. M. Rodríguez-González-Moro, M. Franco Gay, M. Torrent, A. Agustí // *Chest*. 2012. Vol. 142, № 6. P. 1524–1529. doi: 10.1378/chest.11-2728

14. Moving prediction of exacerbation in chronic obstructive pulmonary disease for patients in telecare / M. H. Jensen, S. L. Cichosz, B. Dinesen, O. K. Hejlesen // *J. Telemed. Telecare*. 2012. Vol. 18, № 2. P. 99–103. doi: 10.1258/jtt.2011.110607

15. Yuldashev Z. M., Anisimov A. A. A System for Remote-Controlled Intelligent Monitoring of the Health Status // *Biomedical Engineering*. 2017. Vol. 51, № 1. P. 61–65. doi: 10.1007/s10527-017-9685-8

16. Nguyen Trong Tuyen, Yuldashev Z. M. An Algorithm of Atrial Fibrillation Detection and Alarm Signal Formation in the System of ECG Remote Monitoring // *Biomedical Engineering*. 2018. Vol. 52, iss. 1. P. 51–55. doi: 10.1007/s10527-018-9780-5

17. Nguyen T. T., Yuldashev Z. M., Sadykova E. V. A Remote Cardiac Rhythm Monitoring System for Detecting Episodes of Atrial Fibrillation // *Biomedical Engineering*. 2017. Vol. 51, iss. 3. P. 189–194. doi: 10.1007/s10527-017-9712-9

18. Yuldashev Z. M., Sadykova E. V., Tran Trong Huu. Microprocessor-Based Sleep Apnea Diagnosis System // *Biomedical Engineering*. 2016. Vol. 50, № 5. P. 30–33. doi: 10.1007/s10527-017-9649-z

Статья поступила в редакцию 17 сентября 2018 г.

Нгуен Чонг Туен – кандидат технических наук (2018), преподаватель в Le Quy Don Technical University (Hanoi, Vietnam). Автор 27 научных работ. Сфера научных интересов – медицинское приборостроение; биомедицинская инженерия; обработка и анализ биомедицинских сигналов.
E-mail: nguyentuyen1988@gmail.com

Чан Чонг Хыу – кандидат технических наук (2018), сотрудник Vietnam Military Medical University (Hanoi, Vietnam). Автор 25 научных работ. Сфера научных интересов – медицинское приборостроение; биомедицинская инженерия; обработка и анализ биомедицинских сигналов.
E-mail: trantronghuu2007@gmail.com

Нгуен Мау Тхач – магистр (2015), аспирант, ассистент кафедры биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им В. И. Ульянова (Ленина). Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов – медицинское приборостроение; биомедицинская инженерия; обработка и анализ биомедицинских сигналов.
E-mail: thachnguyen@mail.ru

Юлдашев Зафар Мухамедович – доктор технических наук (1999), профессор (2001), заведующий кафедрой биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им В. И. Ульянова (Ленина). Автор 256 научных работ. Сфера научных интересов – медицинское приборостроение; биомедицинская инженерия; обработка и анализ биомедицинских сигналов.
E-mail: yuld@mail.ru

REFERENCES

1. Marin J. M., Carrizo S. J., Vicente E., Agusti A. G. Long-Term Cardiovascular Outcomes in Men with Obstructive Sleep Apnoea-Hypopnoea with or Without Treatment with Continuous Positive Airway Pressure: an Observational Study. *The Lancet*. 2005, vol. 365, pp. 1046–1053. doi: 10.1016/S0140-6736(05)71141-7

2. Milenković A., Otto C., Jovanov E. Wireless Sensor Networks for Personal Health Monitoring: Issues and an Imple-

mentation. *Computer Communication*. 2006, vol. 29, iss. 13–14, pp. 2521–2533. doi: 10.1016/j.comcom.2006.02.011

3. Korhonen I., Parkka J., Van Gils M. Health Monitoring in the Home of the Future. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*. 2003, vol. 22, iss. 3, pp. 66–73. doi: 10.1109/MEMB.2003.1213628

4. Pantelopoulos A, Bourbakis N.G. A Survey on Wearable Sensor-Based Systems for Health Monitoring and

Prognosis. IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews. 2010, vol. 40, no. 1, pp. 1–12. doi: 10.1109/TSMCC.2009.2032660

5. Banaee H., Ahmed M. U., Loutfi A. Data Mining for Wearable Sensors in Health Monitoring Systems: a Review of Recent Trends and Challenges. Sensors. 2013, vol. 13, iss. 12, pp. 17472–17500. doi:10.3390/s131217472

6. Logan B., Healey J. Robust Detection of Atrial Fibrillation for a Long Term Telemonitoring System. Computers in Cardiology. 2005, vol. 32, pp. 619–622. doi: 10.1109/CIC.2005.1588177

7. Du X., Rao N., Qian M., Liu D., Li J., Feng W., Yin L., Chen X. A Novel Method for Real-Time Atrial Fibrillation Detection in Electro-Cardiograms Using Multiple Parameters. Annals of Noninvasive Electrocardiology. 2014, vol. 19, no. 3, pp. 217–225. doi: 10.1111/anec.12111

8. Rodenas J., Garcia M., Alcaraz R., Rieta J. J. Wavelet Entropy Automatically Detects Episodes of Atrial Fibrillation from Single Lead Electrocardiograms. Entropy. 2015, vol. 17, no. 9, pp. 6179–6199. doi: 10.3390/e17096179

9. Sechang O., Hyeokjun K., Vijay V. Ubiquitous Health Monitoring System for Diagnosis of Sleep Apnea with Zigbee Network and Wireless LAN. Journal of Nanotechnology in Engineering and Medicine. 2011, vol. 2(2), p. 021008. doi: 10.1115/1.4003927

10. Bsoul M., Minn H., Tamil L. Apnea Medassist: Real-Time Sleep Apnea Monitor Using Single-Lead ECG. IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine. 2011, vol. 15, no. 3, pp. 416–427. doi: 10.1109/TITB.2010.2087386

11. Albaghdadi M. Baroreflex Control of Long-Term Arterial Pressure. Rev Bras Hipertens. 2007, vol. 14, no. 4, pp. 212–225.

12. Gesche H., Grosskurth D., Kuchler G. Continuous Blood Pressure Measurement by Using the Pulse Transit Time: Comparison to a Cuff-Based Method. Eur. J. Appl.

Physiol. 2011, vol. 112, no. 1, pp. 309–315. doi: 10.1007/s00421-011-1983-3

13. Yañez A. M., Guerrero D., Pérez de Alejo R., Garcia-Rio F., Alvarez-Sala J. L., Calle-Rubio M., de Molina R. M., Valle Falcones M., Ussetti P., Sauleda J., García E. Z., Rodríguez-González-Moro J. M., Franco Gay M., Torrent M., Agustí A. Monitoring Breathing Rate at Home Allows Early Identification of COPD Exacerbations. Chest. 2012, vol. 142, no. 6, pp. 1524–1529. doi: 10.1378/chest.11-2728

14. Jensen M. H., Cichosz S. L., Dinesen B., Hejlesen O. K. Moving Prediction of Exacerbation in Chronic Obstructive Pulmonary Disease for Patients In Telecare. J. Telemed. Telecare. 2012, vol. 18, no. 2, pp. 99–103. doi: 10.1258/jtt.2011.110607

15. Yuldashev Z. M., Anisimov A. A. A System for Remote-Controlled Intelligent Monitoring of the Health Status. Biomedical Engineering. 2017, vol. 51, no. 1, pp. 61–65. doi: 10.1007/s10527-017-9685-8

16. Nguyen Trong Tuyen, Yuldashev Z. M. An Algorithm of Atrial Fibrillation Detection and Alarm Signal Formation in the System of ECG Remote Monitoring. Biomedical Engineering. 2018, vol. 52, iss. 1, pp. 51–55. doi: 10.1007/s10527-018-9780-5

17. Nguyen T. T., Yuldashev Z. M., Sadykova E. V. A Remote Cardiac Rhythm Monitoring System for Detecting Episodes of Atrial Fibrillation. Biomedical Engineering. 2017, vol. 51, iss. 3, pp. 189–194. doi: 10.1007/s10527-017-9712-9

18. Yuldashev Z. M., Sadykova E. V., Tran Trong Huu. Microprocessor-Based Sleep Apnea Diagnosis System. Biomedical Engineering. 2016, vol. 50, no. 5, pp. 30–33. doi: 10.1007/s10527-017-9649-z

Received September, 17, 2018

Nguyen Trong Tuyen – Ph.D. in Engineering (2018). Teacher in Le Quy Don Technical University. The author of 27 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; biomedical engineering; processing and analysis of biomedical signals.

E-mail: nguyentuyen1988@gmail.com

Tran Trong Huu – Ph.D. in Engineering (2018). Fellow Worker in Vietnam Military Medical University. The author of 25 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; biomedical engineering; processing and analysis of biomedical signals.

E-mail: trantronghuu2007@gmail.com

Nguyen Mau Thach – Ph.D. Student, Assistant of the Department of Biotechnical Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 11 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; biomedical engineering; processing and analysis of biomedical signals.

E-mail: thachnguyen@mail.ru

Zafar M. Yuldashev – D.Sc. in Engineering (1999), Professor (2001), Chief of the Department of Biotechnical Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 256 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; biomedical engineering; processing and analysis of biomedical signals.

E-mail: yuld@mail.ru

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-81-90

УДК 615.47:616-072.7

Nguyen Trong Tuyen, Tran Trong Huu, Nguyen Mau Thach, Zafar M. Yuldashev
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

SYSTEM AND ALGORITHM OF INTELLIGENT BIOMEDICAL SIGNAL PROCESSING AND ANALYSIS FOR HUMAN HEALTH STATUS REMOTE MONITORING SYSTEM¹

Abstract: Continuous and steady running of health status remote monitoring systems is essential not to omit episodes of acute exacerbation of chronic disease. Running time of such systems is largely determined by performance capabilities of the patient's wearable system elements. To ensure its long-term operation and efficient performance, the monitoring system must have multilayered structure with the elements realizing recording and picking off biomedical signals, signal processing and analysis, estimation of patient current condition, dynamics of the disease and its prognosis. For this purpose, it is necessary to use smart monitoring algorithms. A specific feature of such algorithms is change of the number of channels used for biomedical signal recording and processing according to the change of patient's condition. To detect the exacerbation first symptoms by means of the patient's wearable computer, additional channels are activated for recording biomedical signals used to evaluate the expanded complex of diagnostically significant parameters of the disease and their integration when specifying the patient's condition. The system and intelligent monitoring algorithm is tested with the use of heart rate remote control and atrial fibrillation episode detection system. The testing results of the developed system and algorithm are discussed.

Key words: system, remote monitoring, health status, processing and analysis, biomedical signals, algorithm, intelligent monitoring

For citation: Nguyen Trong Tuyen, Tran Trong Huu, Nguyen Mau Thach, Yuldashev Z. M. System and Algorithm of Intelligent Biomedical Signal Processing and Analysis for Human Health Status Remote Monitoring System. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 5, pp. 81–90. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-5-81-90 (In Russian)

Нгуен Чонг Туен, Чан Чонг Хуу, Нгуен Мау Тхач, З. М. Юлдашев
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

СИСТЕМА И АЛГОРИТМ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ И АНАЛИЗА БИОМЕДИЦИНСКИХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ УДАЛЕННОГО МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ ЗДОРОВЬЯ ЧЕЛОВЕКА

Аннотация. Непрерывная продолжительная работа систем мониторинга имеет большое значение для исключения пропуска эпизодов обострения заболевания. В системах удаленного мониторинга продолжительность непрерывной работы определяется возможностями носимых пациентом устройств. Они предназначены для съема и регистрации комплекса биомедицинских сигналов, предварительной обработки и анализа сигналов и данных.

Цель настоящей статьи – разработка алгоритма интеллектуального мониторинга состояния здоровья. Он обеспечивает эффективное использование вычислительных и энергетических ресурсов носимых устройств пациента, снижение тока потребления, увеличение автономности его работы. Для решения проблемы используется методология теории интеллектуальных измерений. Она заключается в изменении

¹ This study was supported by the Russian Foundation for Basic Research (Grant No. 16-07-00599, Grant No. 18-29-02036).

интеллектуальным элементом системы количества используемых измерительных каналов, методов и алгоритмов измерений и обработки сигналов в зависимости от изменения состояния объекта измерений.

Для реализации алгоритма интеллектуального мониторинга состояния здоровья система должна иметь многоуровневую структуру. Носимая система должна состоять из устройства пациента, предназначенного для регистрации комплекса биомедицинских сигналов, и носимого компьютера пациента, предназначенного для обработки и анализа сигналов, контроля текущего состояния пациента. Алгоритм интеллектуального мониторинга заключается в следующем. Фоновый режим устанавливается, когда состояние пациента соответствует состоянию нормы. В этом режиме оцениваются не более двух показателей, наиболее значимых для диагностики, и контролируется состояние нормы. Режим активного мониторинга устанавливается, когда контролируемые в фоновом режиме параметры выходят за границы нормы. В этом режиме активируются дополнительные каналы регистрации биомедицинских сигналов, оценивается расширенный комплекс значимых для диагностики показателей. Экспериментальная апробация системы и алгоритма интеллектуального мониторинга была проведена с использованием системы удаленного мониторинга сердечного ритма и эпизодов фибрилляции предсердий. Результаты апробации показали целесообразность и эффективность использования предложенной структуры и алгоритма мониторинга.

Ключевые слова: система, удаленный мониторинг, состояние здоровья, обработки и анализ, биомедицинские сигналы, алгоритм, интеллектуальный мониторинг

Для цитирования: Система и алгоритм интеллектуальной обработки и анализа биомедицинских сигналов в системах удаленного мониторинга состояния здоровья человека / Нгуен Чонг Туен, Чан Чонг Хыу, Нгуен Май Тхач, З. М. Юлдашев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 5. С. 81–90. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-5-81-90

Introduction. In the development of remote health monitoring systems, much attention is paid to the issue of ensuring continuous long-term health monitoring for timely and prompt detection of the body functional disorders and provision of emergency medical care [1]–[5]. Such systems are used for remote detection of atrial fibrillation episodes [6]–[8],

sleep apnea [9], [10], hypertension [11], [12], epileptic attack, bronchial asthma [13], [14], which should identify life-threatening disorders within a few seconds and form an effect for the body normalization. To provide high accuracy, sensitivity and specificity, a set of important diagnostic indicators of the disease is used, measured by several biomedical signal channels,

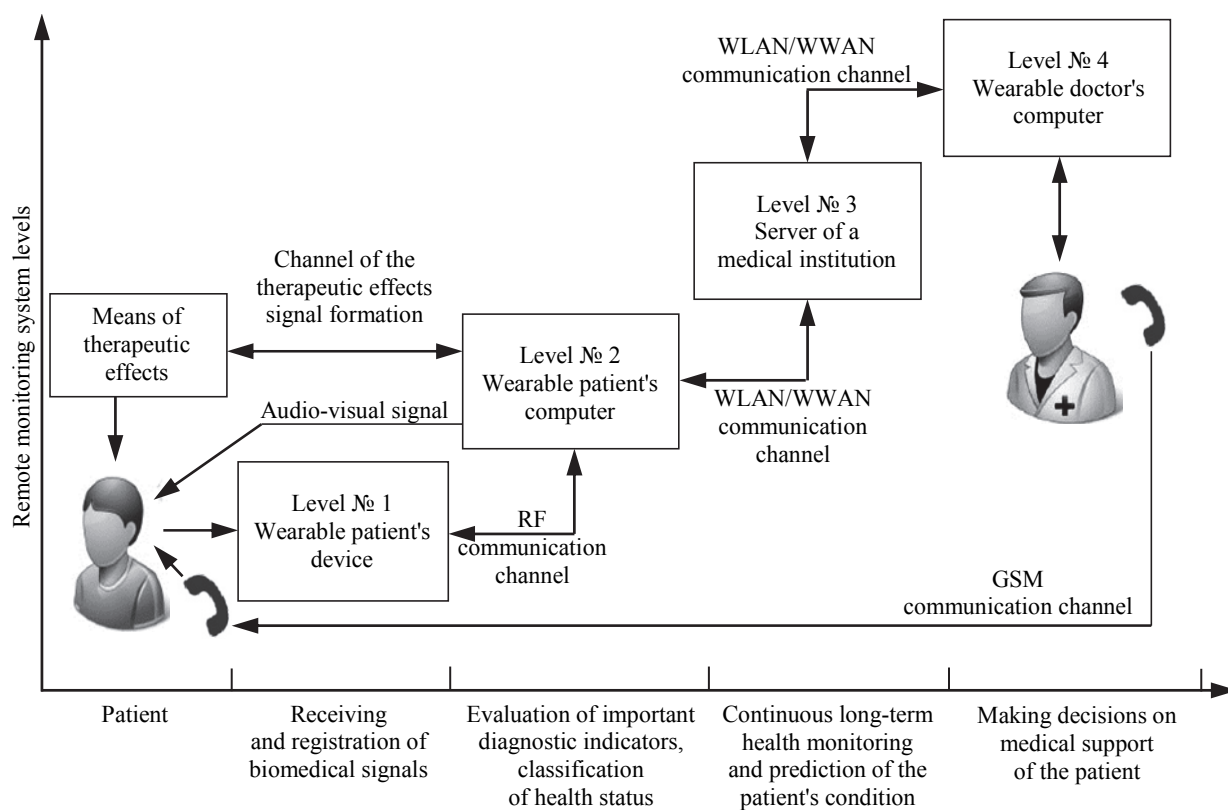


Fig. 1

i.e. ECG, breathing, plethysmogram, oximetry, EMG, etc. It is obvious that simultaneous synchronous processing of all biomedical signals in real time requires high performance microprocessor devices, such as high processor clock speed and parallel signal processing. However, this causes a significant increase in current consumption and a decrease in the autonomy of the means of registration and processing of medical and biological signals, assessment of diagnostically significant parameters of the disease [15]–[18]. To guarantee remote continuous monitoring of the patient's medical condition, the system (Fig. 1) should include the following elements: equipment for receiving and registration of biomedical signals, made in the form of a small-sized wearable patient's device (WPD); wearable patient's computer (WPC) with wireless communication channels, made as a smartphone-based device, for processing and analysis of medical and biological data, evaluation of important diagnostic indicators, comparing them with thresholds (individual norm), classification of medical status; server of a medical institution (MIS) to form a database of identified episodes of the disease, to assess the disease dynamics and support doctor's decision making; wearable doctor's computer (WDC), used for analysis of comprehensive medical status data, diagnosis, and forming instructions to provide necessary medical assistance.

The duration of the system autonomous operation is to be determined solely by the WPD and WPC autonomy, their power supply resource and current consumption. Therefore, WPD and WPC should use algorithms to register biomedical signals, process and analyze the data, which use minimal computing, hardware and power resources when the patient's condition agrees with the physiological standard. When condition disagrees with the physically normal state, additional channels for registration of biomedical signals, processing and analysis of an expanded set of diagnostic indicators are applied. Thus, the problem of intellectualization of algorithms for processing and analysis of complex medical and biological data in the systems of continuous long-term health monitoring of people with chronic diseases is one of the priorities in increasing the system autonomous operation.

The research objective is to develop a system and algorithms for intelligent processing and analysis of biomedical signals for continuous monitoring of human health.

Methods and approaches to the problem solution. To solve the formulated problem we used methods and approaches of smart information-measuring systems, in which the characteristics of the measuring

channels and algorithms for the measured result processing depend on the state of the measuring object, the construction principles of adaptive biotechnical systems, ensuring optimal coordination of the characteristics of the elements of the system measuring channels with the ones of biological objects, methods of the theory of pattern recognition, taking into consideration the set of significant indicators and their weight to achieve a given classification accuracy in the classification of object conditions; methods of system analysis of biological systems, allowing to take into account the interaction of body systems to ensure homeostasis.

It is known that for such a complex system as a biological object, and, in particular, a person, to classify their state it is necessary to use a set of indicators important for diagnosis. These indicators characterize the functioning of various body systems—cardiovascular, respiratory, nervous, musculoskeletal etc. The body under the action of an arbitrary system maintains homeostasis—dynamic constancy of the internal environment and the major physiological functions makes changes in the functioning of other body systems. For example, an increase in physical activity on the body (performing physical work) leads to an increase in the heart rate (HR), pulse rate (PR) and breathing rate (BR). Such systemic changes also appear in the development of the disease and dysfunction of the body system. For example, the heart rate, emergency care, blood pressure increases with the exacerbation of obstructive sleep apnea, blood oxygen saturation changes. This means that a sufficiently large set of indicators characterizes the state of the norm and the disease, and a set of diagnostic indicators for different types of diseases may vary. It is impossible to detect accurately the disease, based on a limited number of patients. In the conditions of continuous long-term monitoring of the patient's health, to improve the accuracy and reliability of the disease detection, it is necessary to use additional channels for receiving and registration of biomedical signals and integration of diagnostically significant indicators into the decisive rules of the disease diagnosis [15]. To control the compliance of the patient's condition with the physiological norm, it is sufficient to use a limited number of indicators and channels for registration of medical and biological signals.

Let us consider an example of constructing a system of continuous long-term monitoring of the heart rate of a patient with atrial fibrillation (AF) outside the hospital and implementing an algorithm of smart monitoring to detect episodes of the disease.

Atrial fibrillation is a dangerous violation of the heart rhythm, manifested in the strengthening of irregular heartbeat and flickering of the atrial muscles. It can occur spontaneously, lasting from several seconds to

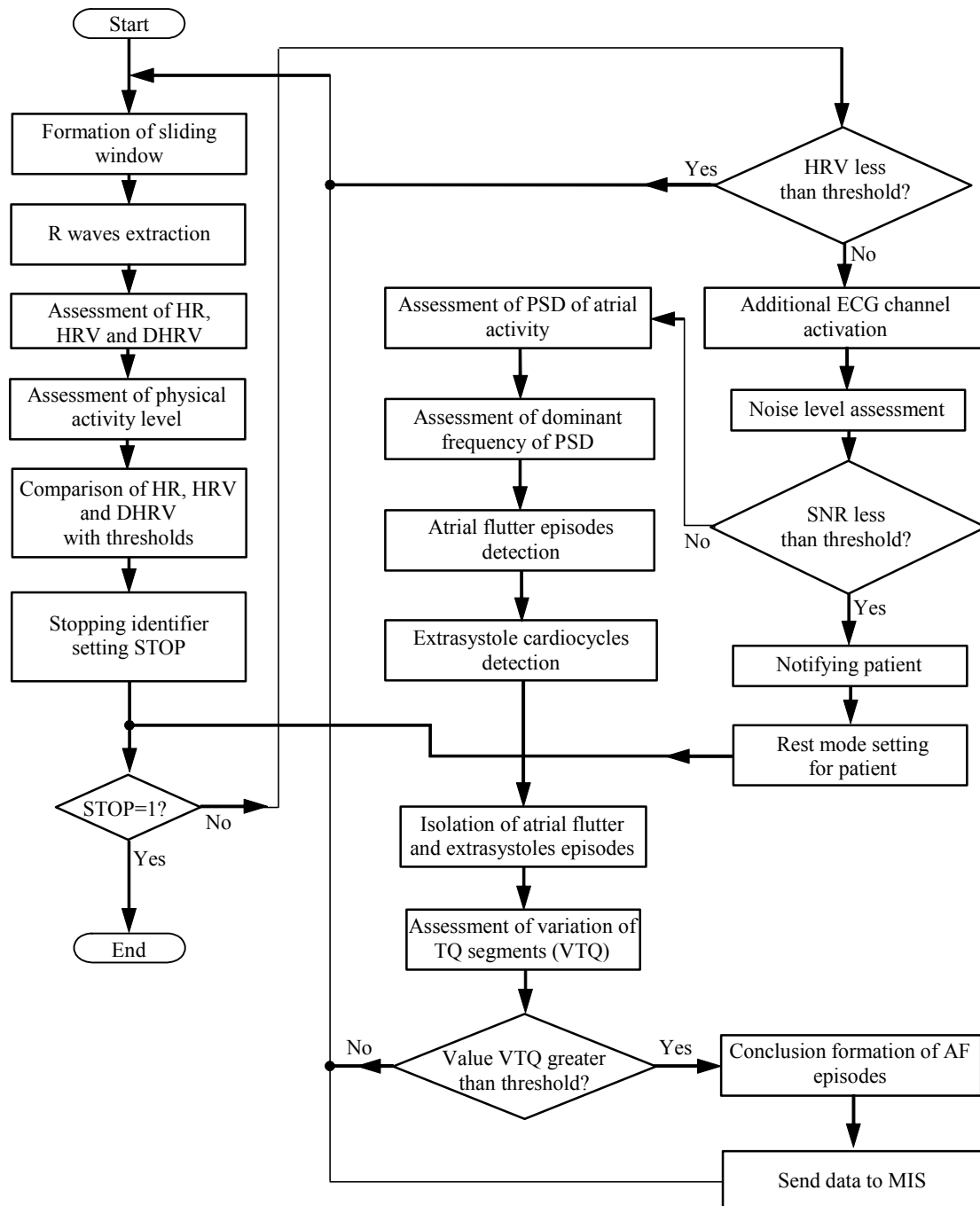


Fig. 2

several hours and cause irreversible disturbances in the structure of the atrial myocardium. Detection of AF in real time allows using medical treatments to restore the normal sinus rhythm of the heart, reduce the risk of death of the patient with the help of a defibrillator.

When the heart rate of the patient is being controlled outside the hospital to identify episodes of AF, it is necessary to carry out the receiving and recording of ECG signals of the chest wire, to assess a set of indicators of cardiac activity: heart rate (HR), heart rate variability (HRV), with TQ segment variability, the

amplitude of the P-prong, F-wave strength and characteristics of the prevailing frequency, to identify episodes of AF and extrasystole.

The main sign of arrhythmia, including AF, is increased heart rate. However, it can be caused by increased physical body activity and correspond to the state of norm. Therefore, to detect episodes of increased HR caused by various arrhythmias, it is necessary to conduct continuous monitoring of physical activity using accelerometers. There should be at least four of them, fixed on the limbs, as the increasing

physical activity can be directed to the feet or hands, while sitting (rowing, cycling etc.).

Another significant sign of AF, as well as other cardiac arrhythmias, is an increase in heart rate variability (HRV). With a normal sinus rhythm of the heart, the heart rate is relatively stable, while with arrhythmias, there is a violation of cyclicity.

Both HR and HRV are diagnostically significant indicators not only for AF, but also for various other ventricular fibrillations. To increase the accuracy of diagnosis of AF, as well as their distinction from atrial flutter (TP), it is necessary to evaluate with indices characteristic only of AF. A significant indicator of AF is the TQ segment increased variability. The weight of this indicator, depending on the stage of the disease, can reach 45 %. In order to assess this indicator with high accuracy it is necessary to activate additional channels for recording the ECG of the thoracic leads (as a rule, three channels of thoracic leads are used). When diagnosing other diseases, registration channels, such as breathing signals, plethysmograms, muscular activity, etc., can be connected and used to evaluate an additional complex of diagnostically significant indicators and their integration in classifying the state of human health. To activate additional channels for recording biomedical signals, the control signals from the patient's computer must go to the input of the control channels so the signals of the patient's wearable device can be recorded. This is the essence of the algorithm for intellectual monitoring of the patient's health. Therefore, when patient's health condition conforms to physiological norm, a limited number of channels for recording biomedical signals as well as a limited number of diagnostically significant WPC indicators is used. At the first signs of functional disorders in the body, additional channels for recording signals are activated and an expanded complex of diagnostically significant indicators is evaluated.

To separate AF from other types of ventricular fibrillation, it is necessary to establish the absence of R-waves, to ensure the appearance of F-waves with a clearly defined dominant frequency, to exclude the episodes of atrial flutter and extrasystole from the analyzed signal.

To identify the disease exacerbation, it is necessary to assess the duration of AF episodes, as well as to consider the dynamics of the AF episode frequency during a certain period of time and their duration.

To identify short AF episodes, the ECG signal processing and analysis, evaluation of diagnostic indicators is to be carried out in a 'sliding' time window of 10 seconds long. The sliding window should be shifted discretely by the value of the cardiocycle. Increasing duration of the sliding window can improve the accuracy of the diagnosis of AF but lead to omissions of short AF episodes.

When analyzing the ECG for AF in a sliding time window, it is necessary to exclude episodes of atrial flutter and alternating extrasystoles. In case of significant myographic interference, the WPC should recommend the patient to reduce their physical body activity.

If the HR and HRV exceed the thresholds individually specified for the patient, the patient's wearable computer must provide additional ECG channels for chest leads. In this case, the channels of ECG registration, the WPD is activated, and the discrete signal samples will be transmitted to the CPU of the WPC.

In accordance with the above, the structure of the algorithm for continuous long-term monitoring of HR and detection of AF episodes is as follows (Fig. 2).

The system development and atrial fibrillation episode detection algorithm approbation. In accordance with the structure shown in Fig. 1, a system was developed for heart rate remote monitoring and signaling when detecting atrial fibrillation episodes [16], [17].

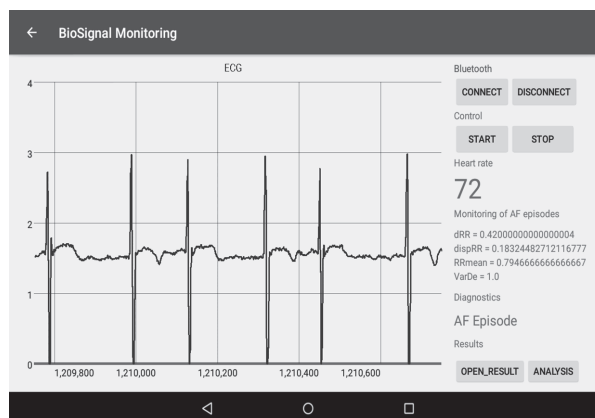
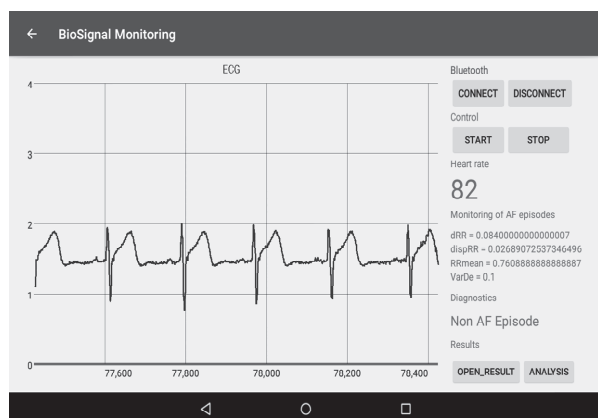


Fig. 3

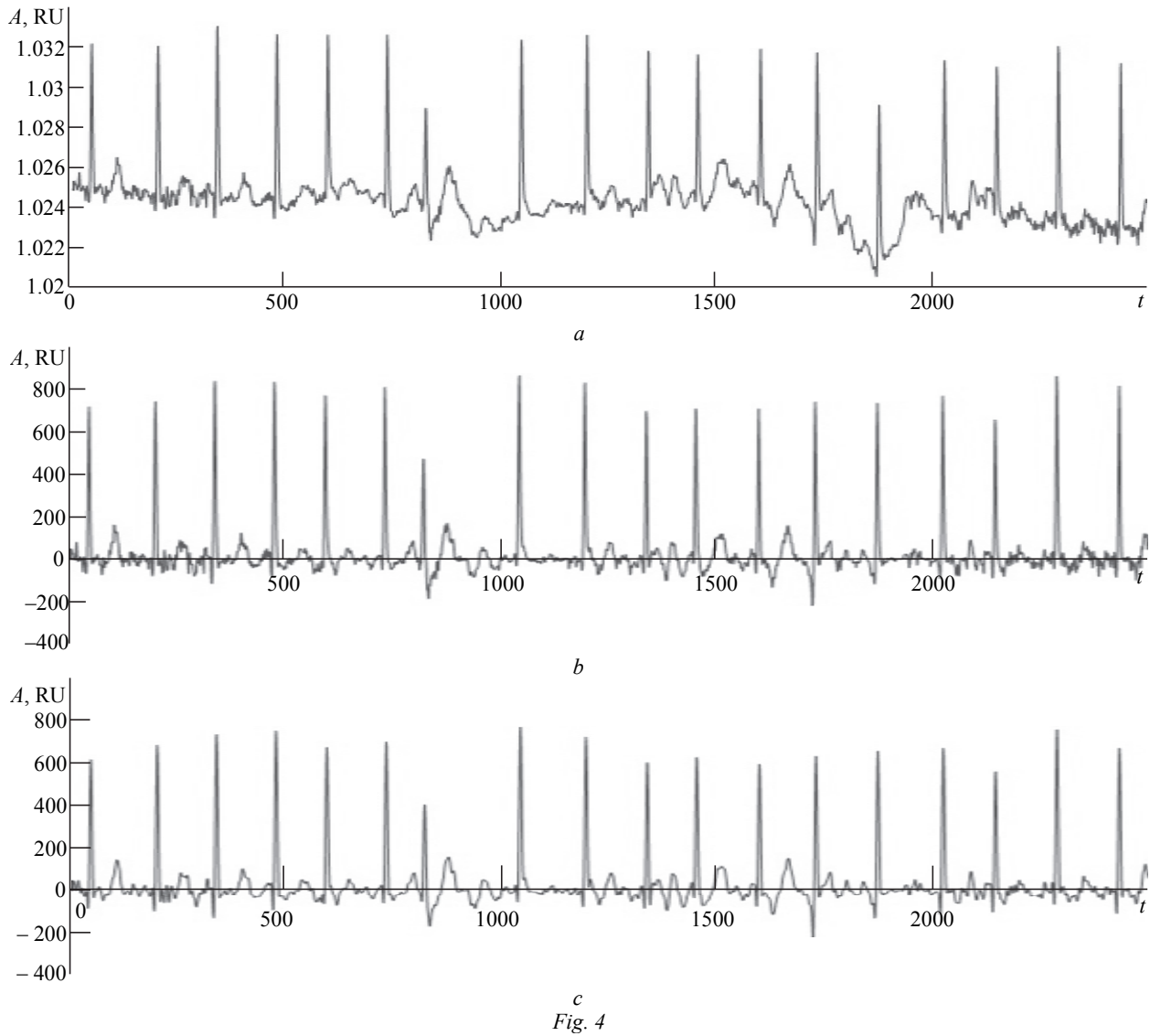


Fig. 4

The wearable patient's device was developed based on integrated circuit Analog Front End AD8232, amplifying and filtering the electrocardiographic signal, suppression of common-mode interference, a 32-bit microcontroller STM32F407VG6, Bluetooth controller of class 2 of Cambridge Silicon Radio BC417. The wearable patient's computer operated on the basis of Android 5.1 powered smartphone.

To calculate diagnostically significant parameters, Android NDK was used for intensive calculation of data flows, modeling of physical processes, signal processing and analysis requiring a lot of memory. The user interface of the wearable patient's computer appears as below (Fig. 3).

To assess the effectiveness of the AF episode detection algorithm, an experimental study was con-

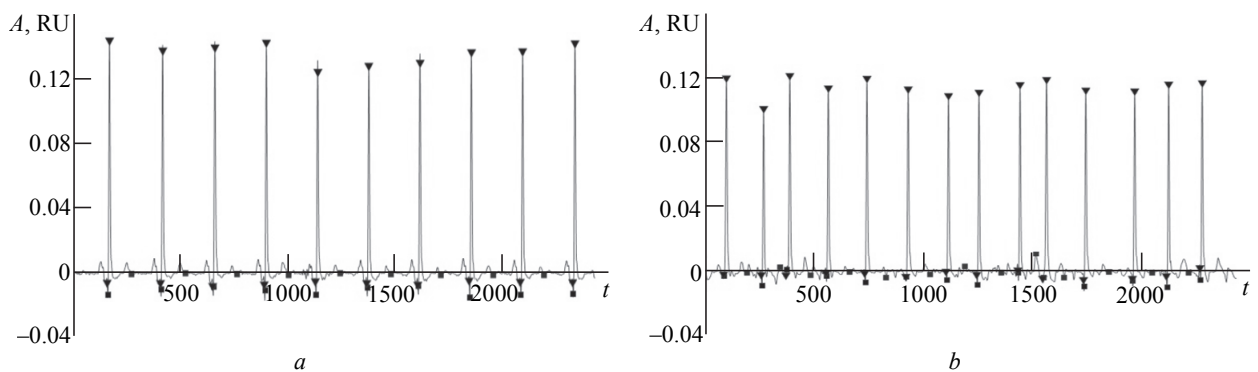


Fig. 5

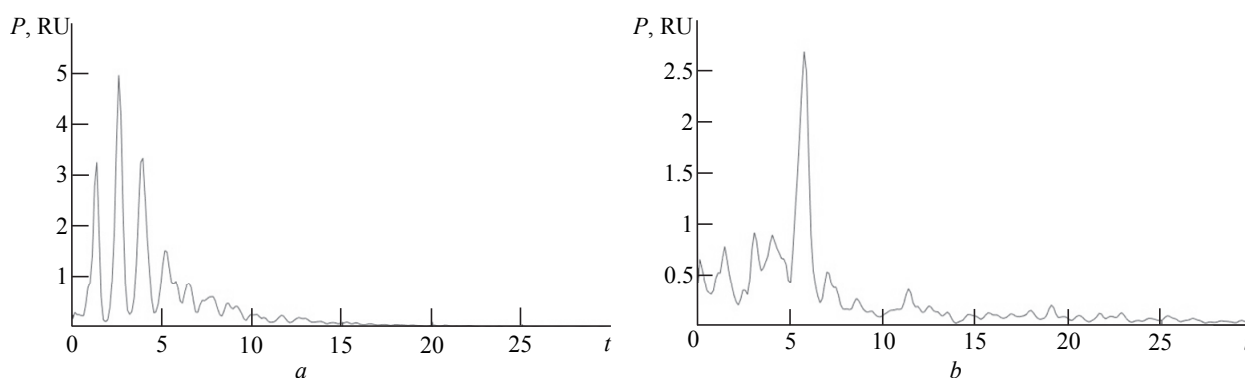


Fig. 6

Record	Indices of the efficiency detection of atrial fibrillation episodes									
	TP _s	FN	TP _p	FP	ES _E	E+P	ERef	ETst	DSe	D+P
30007502.dat	1	0	8	0	100	100	1	8	99.32	100
80003725.dat	4	8	4	59	33.33	6.35	12	63	37.33	0.82
FF5060526111605.dat	6	0	5	8	100	38.46	6	13	99.37	99.44
Kot21984512.dat	29	2	27	81	93.55	25	31	108	89.08	37.72
ME18120405155453.dat	13	7	12	25	65	32.43	20	37	98.78	96.55
Gross	53	17	56	173	75.71	24.45	70	229	99.11	95.43

ducted using verified MIT-BIH AF Database records and database of the Almazov National Medical Research Center.

Fig. 4 there are the signal diagrams demonstrating the processing steps of the original ECG-signal (Fig. 4, *a*), the isoline drift with the use of median filter (Fig. 4, *b*), the ECG-signal smoothing with the use of the Savitsky-Golay of 7-th order filter (Fig. 4, *c*). Fig. 5 shows extracting the fiducial points of ECG-signal in sinus rhythm (Fig. 5, *a*) and atrial fibrillation (Fig. 5, *b*). Fig. 6 shows evaluation of the spectral power density in sinus rhythm (Fig. 6, *a*) and atrial fibrillation (Fig. 6, *b*).

The table shows the results of the study based on the developed algorithm for each record and the total results for the AF episode detection in all these records, where $Se = TP / (TP + FN)$, $+P = TP / (TP + FP)$, $DSe = ref_overlap / ref_duration$, $D + P = test_overlap / test_duration$.

The table provides the results of the research based on the data of the Almazov National Medical Research Center.

To evaluate the efficiency of the algorithm, the following indices of the sensitivity of DSe and the specificity of D + P were calculated. At the same time, the sensitivity and specificity indices for all the records made 99.11 % and 95.43 % respectively. As a result, for both

databases, the obtained sensitivity, specificity and accuracy indices were 95.00, 94.00 and 94.5 %. The use of the intelligent monitoring mode allows to increase the duration of heart rate continuous monitoring up to 16 hours with the possibility of recharging the power source of the wearable patient's device during the patient's sleep.

Conclusion.

1. To ensure long-term continuous monitoring of the human health, it is necessary to use the hierarchical structure of the system. In such system, the wearable device of the patient must have channels for recording biomedical signals, which are activated to evaluate the expanded complex of diagnostically significant parameters when revealing the first signs of functional disorders of the body.

2. To increase the duration of continuous work of the wearable device and the patient's computer, to effectively use their computing power and energy resources, it is necessary to use the human health status intelligent monitoring algorithm. This algorithm consists of the process of changing the number of actively operating channels for recording biomedical signals and the process of evaluating the diagnostic indicators of the disease, depending on dynamics of the patient's health status.

3. High accuracy of diagnostics of functional disorders of the body during long-term continuous monitoring of the health status outside the medical institution is

achieved by using a complex of diagnostically significant parameters of the disease and their integration in the classification of the state of the body.

4. The experimental development of the remote monitoring heart rate system for the patient with atrial fibrillation based on the complex of diagnostically sig-

nificant parameters and their integration for classification of the condition and approbation of the developed system in clinical conditions confirmed the advisability of using the intelligent monitoring mode to ensure long-term continuous monitoring and high efficiency detection of atrial fibrillation episodes.

REFERENCES

1. Marin J. M., Carrizo S. J., Vicente E., Agusti A. G. Long-Term Cardiovascular Outcomes in Men with Obstructive Sleep Apnoea-Hypopnoea with or Without Treatment with Continuous Positive Airway Pressure: an Observational Study. *The Lancet*. 2005, vol. 365, pp. 1046–1053. doi: 10.1016/S0140-6736(05)71141-7
2. Milenković A., Otto C., Jovanov E. Wireless Sensor Networks for Personal Health Monitoring: Issues and an Implementation. *Computer Communication*. 2006, vol. 29, iss. 13–14, pp. 2521–2533. doi: 10.1016/j.comcom.2006.02.011
3. Korhonen I., Parkka J., Van Gils M. Health Monitoring in the Home of the Future. *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*. 2003, vol. 22, iss. 3, pp. 66–73. doi: 10.1109/MEMB.2003.1213628
4. Pantelopoulos A., Bourbakis N. G. A Survey on Wearable Sensor-Based Systems for Health Monitoring and Prognosis. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics. Pt.: C: Applications and Reviews*. 2010, vol. 40, no. 1, pp. 1–12. doi: 10.1109/TSMCC.2009.2032660
5. Banaee H., Ahmed M. U., Loutfi A. Data Mining for Wearable Sensors in Health Monitoring Systems: a Review of Recent Trends and Challenges. *Sensors*. 2013, vol. 13, iss. 12, pp. 17472–17500. doi:10.3390/s131217472
6. Logan B., Healey J. Robust Detection of Atrial Fibrillation for a Long Term Telemonitoring System. *Computers in Cardiology*. 2005, vol. 32, pp. 619–622. doi: 10.1109/CIC.2005.1588177
7. Du X., Rao N., Qian M., Liu D., Li J., Feng W., Yin L., Chen X. A Novel Method for Real-Time Atrial Fibrillation Detection in Electro-Cardiograms Using Multiple Parameters. *Annals of Noninvasive Electrocardiology*. 2014, vol. 19, no. 3, pp. 217–225. doi: 10.1111/anec.12111
8. Rodenas J., Garcia M., Alcaraz R., Rieta J. J. Wavelet Entropy Automatically Detects Episodes of Atrial Fibrillation from Single Lead Electrocardiograms. *Entropy*. 2015, vol. 17, no. 9, pp. 6179–6199. doi: 10.3390/e17096179
9. Sechang O., Hyeokjun K., Vijay V. Ubiquitous Health Monitoring System for Diagnosis of Sleep Apnea with Zigbee Network and Wireless LAN. *Journal of Nanotechnology in Engineering and Medicine*. 2011, vol. 2(2), p. 021008. doi: 10.1115/1.4003927
10. Bsoul M., Minn H., Tamil L. Apnea Medassist: Real-Time Sleep Apnea Monitor Using Single-Lead ECG. *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*. 2011, vol. 15, no. 3, pp. 416–427. doi: 10.1109/TITB.2010.2087386
11. Albaghdadi M. Baroreflex Control of Long-Term Arterial Pressure. *Rev Bras Hipertens*. 2007, vol. 14, no. 4, pp. 212–225.
12. Gesche H., Grosskurth D., Kuchler G. Continuous Blood Pressure Measurement by Using the Pulse Transit Time: Comparison to a Cuff-Based Method. *Eur. J. Appl. Physiol*. 2011, vol. 112, no. 1, pp. 309–315. doi: 10.1007/s00421-011-1983-3
13. Yañez A. M., Guerrero D., Pérez de Alejo R., Garcia-Rio F., Alvarez-Sala J. L., Calle-Rubio M., de Molina R. M., Valle Falcones M., Ussetti P., Sauleda J., García E. Z., Rodríguez-González-Moro J. M., Franco Gay M., Torrent M., Agustí A. Monitoring Breathing Rate at Home Allows Early Identification of COPD Exacerbations. *Chest*. 2012, vol. 142, no. 6, pp. 1524–1529. doi: 10.1378/chest.11-2728
14. Jensen M. H., Cichosz S. L., Dinesen B., Hejlesen O. K. Moving Prediction of Exacerbation in Chronic Obstructive Pulmonary Disease for Patients In Telecare. *J. Telemed. Telecare*. 2012, vol. 18, no. 2, pp. 99–103. doi: 10.1258/jtt.2011.110607
15. Yuldashev Z. M., Anisimov A. A. A System for Remote-Controlled Intelligent Monitoring of the Health Status. *Biomedical Engineering*. 2017, vol. 51, no. 1, pp. 61–65. doi: 10.1007/s10527-017-9685-8
16. Nguyen Trong Tuyen, Yuldashev Z. M. An Algorithm of Atrial Fibrillation Detection and Alarm Signal Formation in the System of ECG Remote Monitoring. *Biomedical Engineering*. 2018, vol. 52, iss. 1, pp. 51–55. doi: 10.1007/s10527-018-9780-5
17. Nguyen T. T., Yuldashev Z. M., Sadykova E. V. A Remote Cardiac Rhythm Monitoring System for Detecting Episodes of Atrial Fibrillation. *Biomedical Engineering*. 2017, vol. 51, iss. 3, pp. 189–194. doi: 10.1007/s10527-017-9712-9
18. Yuldashev Z. M., Sadykova E. V., Tran Trong Huu. Microprocessor-Based Sleep Apnea Diagnosis System. *Biomedical Engineering*. 2016, vol. 50, no. 5, pp. 30–33. doi: 10.1007/s10527-017-9649-z

Received October, 17, 2018

Nguyen Trong Tuyen – Ph.D. in Engineering (2018). Teacher in Le Quy Don Technical University. The author of 27 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; biomedical engineering; processing and analysis of biomedical signals.

E-mail: nguyentuyen1988@gmail.com

Tran Trong Huu – Ph.D. in Engineering (2018). Fellow Worker in Vietnam Military Medical University. The author of 25 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; biomedical engineering; processing and analysis of biomedical signals.

E-mail: trantronghuu2007@gmail.com

Nguyen Mau Thach – Ph.D. Student, Assistant of the Department of Biotechnical Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 11 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; biomedical engineering; processing and analysis of biomedical signals.

E-mail: thachnguyen@mail.ru

Zafar M. Yuldashev – D.Sc. in Engineering (1999), Professor (2001), Chief of the Department of Biotechnical Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 256 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; biomedical engineering; processing and analysis of biomedical signals.

E-mail: yuld@mail.ru

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Long-Term Cardiovascular Outcomes in Men with Obstructive Sleep Apnoea-Hypopnoea with or Without Treatment with Continuous Positive Airway Pressure: an Observational Study // J. M. Marin, S. J. Carrizo, E. Vicente, A. G. Agusti // The Lancet. 2005. Vol. 365. P. 1046–1053. doi: 10.1016/S0140-6736(05)71141-7
2. Milenković A., Otto C., Jovanov E. Wireless Sensor Networks for Personal Health Monitoring: Issues and an Implementation // Computer Communication. 2006. Vol. 29, iss. 13–14. P. 2521–2533. doi: 10.1016/j.comcom.2006.02.011
3. Korhonen I., Parkka J., Van Gils M. Health Monitoring in the Home of the Future // IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine. 2003. Vol. 22, iss. 3. P. 66–73. doi: 10.1109/MEMB.2003.1213628
4. Pantelopoulou A., Bourbakis N.G. A Survey on Wearable Sensor-Based Systems for Health Monitoring and Prognosis // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, P. C: Applications and Reviews. 2010. Vol. 40, № 1. P. 1–12. doi: 10.1109/TSMCC.2009.2032660
5. Banaee H., Ahmed M. U., Loutfi A. Data Mining for Wearable Sensors in Health Monitoring Systems: a Review of Recent Trends and Challenges // Sensors. 2013. Vol. 13, iss. 12. P. 17472–17500. doi:10.3390/s131217472
6. Logan B., Healey J. Robust Detection of Atrial Fibrillation for a Long Term Telemonitoring System // Computers in Cardiology. 2005. Vol. 32. P. 619–622. doi: 10.1109/CIC.2005.1588177
7. A Novel Method for Real-Time Atrial Fibrillation Detection in Electro-Cardiograms Using Multiple Parameters // X. Du, N. Rao, M. Qian, D. Liu, J. Li, W. Feng, L. Yin, X. Chen // Annals of Noninvasive Electrocardiology. 2014. Vol. 19, № 3. P. 217–225. doi: 10.1111/anec.12111
8. Wavelet Entropy Automatically Detects Episodes of Atrial Fibrillation from Single Lead Electrocardiograms // J. Rodenas, M. Garcia, R. Alcaraz, J. J. Rieta // Entropy. 2015. Vol. 17, № 9. P. 6179–6199. doi: 10.3390/e17096179
9. Sechang O., Hyeokjun K., Vijay V. Ubiquitous Health Monitoring System for Diagnosis of Sleep Apnea with Zigbee Network and Wireless LAN // J. of Nanotechnology in Engineering and Medicine. 2011. Vol. 2(2). P. 021008. doi: 10.1115/1.4003927
10. Bsoul M., Minn H., Tamil L. Apnea Medassist: Real-Time Sleep Apnea Monitor Using Single-Lead ECG // IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine. 2011. Vol. 15, № 3. P. 416–427. doi: 10.1109/TITB.2010.2087386
11. Albaghdadi M. Baroreflex Control of Long-Term Arterial Pressure // Rev Bras Hipertens. 2007. Vol. 14, № 4. P. 212–225.
12. Gesche H., Grosskurth D., Kuchler G. Continuous Blood Pressure Measurement by Using the Pulse Transit Time: Comparison to a Cuff-Based Method // Eur. J. Appl. Physiol. 2011. Vol. 112, № 1. P. 309–315. doi: 10.1007/s00421-011-1983-3
13. Monitoring Breathing Rate at Home Allows Early Identification of COPD Exacerbations // A. M. Yañez, D. Guerrero, R. Pérez de Alejo, F. Garcia-Rio, J. L. Alvarez-Sala, M. Calle-Rubio, R. M. de Molina, M. Valle Falcones, P. Ussetti, J. Saulea, E. Z. García, J. M. Rodríguez-González-Moro, M. Franco Gay, M. Torrent, A. Agustí // Chest. 2012. Vol. 142, № 6. P. 1524–1529. doi: 10.1378/chest.11-2728
14. Moving prediction of exacerbation in chronic obstructive pulmonary disease for patients in telecare // M. H. Jensen, S. L. Cichosz, B. Dinesen, O. K. Hejlesen // J. Telemed. Telecare. 2012. Vol. 18, № 2. P. 99–103. doi: 10.1258/jtt.2011.110607
15. Yuldashev Z. M., Anisimov A. A. A System for Remote-Controlled Intelligent Monitoring of the Health Status // Biomedical Engineering. 2017. Vol. 51, № 1. P. 61–65. doi: 10.1007/s10527-017-9685-8
16. Nguyen Trong Tuyen, Yuldashev Z. M. An Algorithm of Atrial Fibrillation Detection and Alarm Signal Formation in the System of ECG Remote Monitoring // Biomedical Engineering. 2018. Vol. 52, iss. 1. P. 51–55. doi: 10.1007/s10527-018-9780-5
17. Nguyen T. T., Yuldashev Z. M., Sadykova E. V. A Remote Cardiac Rhythm Monitoring System for Detecting Episodes of Atrial Fibrillation // Biomedical Engineering. 2017. Vol. 51, iss. 3. P. 189–194. doi: 10.1007/s10527-017-9712-9
18. Yuldashev Z. M., Sadykova E. V., Tran Trong Huu. Microprocessor-Based Sleep Apnea Diagnosis System // Biomedical Engineering. 2016. Vol. 50, № 5. P. 30–33. doi: 10.1007/s10527-017-9649-z

Статья поступила в редакцию 17 октября 2018 г.

Нгуен Чонг Туен – кандидат технических наук (2018), преподаватель в Le Quy Don Technical University (Hanoi, Vietnam). Автор 27 научных работ. Сфера научных интересов – медицинское приборостроение; биомедицинская инженерия; обработка и анализ биомедицинских сигналов.
E-mail: nguyentuyen1988@gmail.com

Чан Чонг Хыу – кандидат технических наук (2018), сотрудник Vietnam Military Medical University (Hanoi, Vietnam). Автор 25 научных работ. Сфера научных интересов – медицинское приборостроение; биомедицинская инженерия; обработка и анализ биомедицинских сигналов.
E-mail: trantronghuu2007@gmail.com

Нгуен Мау Тхач – магистр (2015), аспирант, ассистент кафедры биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им В. И. Ульянова (Ленина). Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов – медицинское приборостроение; биомедицинская инженерия; обработка и анализ биомедицинских сигналов.
E-mail: thachnguyen@mail.ru

Юлдашев Зафар Мухамедович – доктор технических наук (1999), профессор (2001), заведующий кафедрой биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им В. И. Ульянова (Ленина). Автор 256 научных работ. Сфера научных интересов – медицинское приборостроение; биомедицинская инженерия; обработка и анализ биомедицинских сигналов.
E-mail: yuld@mail.ru

В редакционный совет журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами;
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены (также возможна передача по электронной почте по предварительному согласованию). Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- элементы заглавия на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и на английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (отдела) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

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.

Распечатка подписывается всеми авторами.

Элементы заглавия публикуемого материала

1. УДК (выравнивание по левому краю).
2. 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.
3. Место работы авторов. 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.
4. Название статьи.
5. Аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи.
6. Ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится.

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Основной текст

Шрифт "Times New Roman" 10.5 pt, выравнивание по ширине, абзацный отступ 0.6 см, межстрочный интервал "Множитель 1.1".

Используются постраничные подстрочные ссылки (шрифт "Times New Roman" 8 pt, выравнивание по ширине; межстрочный интервал "Одинарный"), имеющие сквозную нумерацию в пределах статьи.

Объем основного текста не менее 8 страниц.

Список литературы

1. Строка с текстом "Список литературы".
2. Собственно список литературы – библиографические описания источников, выполненные по ГОСТ 7.1–2008 "Библиографическое описание документа". Каждая ссылка с номером – в отдельном абзаце. В ссылках на материалы конференций обязательно указание даты и места их проведения; при ссылках на статьи в сборниках статей обязательно приводятся номера страниц, содержащих данный материал.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные публикации. Рекомендуемый объем списка литературы – не менее 15 источников.

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются.

При ссылках на материалы, размещенные на электронных носителях, необходимо указывать электронный адрес до конкретного материала (т. е. включая сегмент, оканчивающийся расширением, соответствующим текстовому документу) и дату обращения к нему либо полный издательский номер CD или DVD. Редакция оставляет за собой право потребовать от автора замены ссылки, если на момент обработки статьи по указанному адресу материал будет отсутствовать.

При ссылках на переводную литературу необходимо отдельно привести ссылку на оригинал (для References). Если описываемая публикация имеет DOI, его указание обязательно в списке литературы.

При ссылках на источники на русском языке необходимо дополнительно привести перевод ссылки на английский язык с указанием после ссылки "(in Russian)". Формат перевода должен соответствовать формату, принятому в журналах IEEE.

Элементы заглавия на английском языке

Элементы включают:

1. 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.

2. Место работы авторов. 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.

3. Название статьи (перевод названия, указанного перед текстом).

4. Резюме (abstract) статьи объемом 200–250 слов, кратко излагающее постановку задачи, примененные методы ее решения, полученные результаты.

5. Ключевые слова (перевод списка ключевых слов, указанного перед текстом).

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Верстка формул

Формулы подготавливаются в редакторе формул MathType; нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте статьи; использование при нумерации букв и других символов не допускается.

Формулы, как правило, выключаются в отдельную строку; в тексте допустимо расположение только однострочных формул, на которые нет ссылок (надстрочные и подстрочные символы в таких формулах допустимы).

Выключенные в отдельную строку формулы выравниваются по середине строки, номер (при необходимости) заключается в круглые скобки и выравнивается по правому краю текста.

Необходимо использовать следующие установки редактора формул. **Размеры:** "полный" 10.5 pt, "подстрочный" 9 pt, "под-подстрочный" 7 pt, "символ" 14.5 pt, "подсимвол" 12.5 pt. **Стили:** текст, функция, число, кириллица – шрифт "Times New Roman", вектор-матрица – шрифт "Times New Roman", жирный; греческий малый, греческий большой, символ – шрифт "Symbol", прямой; переменная – шрифт "Times New Roman", курсив. Индексы, представляющие собой слова, сокращения слов или аббревиатуры, набираются только в прямом начертании.

Скобки и знаки математических операций вводятся с использованием шаблонов редактора формул MathType.

Начертание обозначений в формулах и в основном тексте должно быть полностью идентично. Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы. После нее ставится запятая, а на следующей строке без абзачного отступа после слова "где" приводятся все обозначения и через тире – их расшифровки; список должен быть составлен в порядке появления обозначений в формуле; в многострочных формулах вначале полностью описывается числитель, а затем – знаменатель; изменение индекса также считается введением нового обозначения, требующего новой расшифровки.

Если при расшифровке встречается обозначение, в свою очередь требующее формульной записи и расшифровки, то с ним поступают как с отдельной формулой, но расшифровку помещают в круглые скобки.

Верстка рисунков

Рисунки, представляющие собой графики, схемы и т. п., должны быть выполнены в графических векторных редакторах (встроенный редактор Microsoft Word, CorelDraw, Microsoft Visio) в черно-белом виде. Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tiff, .html) допустимо только для рисунков, представление

которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.). Качество рисунков и фотографий должно быть не менее 300 dpi.

В поле рисунка должны размещаться только сам рисунок и его нумерационный заголовок.

Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи.

Каждый рисунок вместе с заголовком должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).

Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 7.9 см (в первом случае рисунок будет заверстан вразрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, а).

Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого фрагмента в тексте. Первая ссылка на рисунок приводится, например как (рис. 3), последующие – как (см. рис. 3).

Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.6 pt.

При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ, ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ).

На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует делать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы (т. е. всем засечкам должны соответствовать определенные числовые значения).

Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо числовых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения. Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.

Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая засечка должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.

Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются гарнитурой "Times New Roman" размером 9 pt с одинарным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения фрагментов и нумерационный заголовок выделяются курсивом.

При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры – "полный" 9 pt, "подстрочный" 7 pt, "под-подстрочный" 5.5 pt, "символ" 13 pt, "подсимвол" 11 pt.

Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивным), как и на рисунке, но с размером шрифта 10.5 pt, соответствующим размеру основного текста.

Верстка таблиц

Текст в таблицах печатается через одинарный интервал, шрифтом "Times New Roman"; основной текст 9 pt, индексы 7 pt, подындексы 5.5 pt.

Таблица состоит из нумерационного заголовка; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы).

Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними, без точки на конце; выравнивается по правому полю таблицы и выделяется светлым курсивом). Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылке на рисунок. Нумерация таблиц – сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу".

Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается). Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то ее головка должна быть повторена на каждой странице.

Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.

Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, бук-

венные аббревиатуры и сложносокращенные слова). Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.

В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы; заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с прописной буквы, если они грамматически не подчинены стоящему над ними заголовку верхнего яруса, и со строчной, если они грамматически подчинены ему.

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. В справке следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников 05.12.00 – "Радиотехника и связь", 05.27.00 – "Электроника" и 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" (в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5) и представляется 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.

Рукописи аспирантов публикуются бесплатно.

Адрес редакционного совета: 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