



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 22 № 4 2019



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 22 No. 4 2019

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2019

Saint Petersburg
ETU Publishing house

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

Индекс по каталогу «Пресса России» 45818

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

Издается 6 раз в год.

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

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

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

Редакция журнала:

197376, Санкт-Петербург,

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

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2019

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

Б. А. КАЛИНИКОС, д.ф.-м.н., проф.,

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

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

ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Dieter H. BIMBERG, PhD, Dr. phil. nat. Dr. h. c. mult., исполн. директор "Bimberg Center of Green Photonics", "Чанчуньский институт оптики, точной механики и физики КАН, г. Чанчунь, Китай

Anna DZVONKOVSKAYA, Cand. of Sci. (Phys-Math), R & D разработчик, HELZEL Messtechnik, г. Кальтенкирхен, Германия

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

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

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

Журнал выполняет следующие задачи:

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

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

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



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0



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

Registered by the Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media (PI № FS77-74297 from 09.11.2018).
Subscription index in "Press of Russia" catalogue is 45818
Founder and publisher: Saint Petersburg Electrotechnical University (ETU)
Founded in 1998. Issued 6 times a year.
The journal is included in RSCI (Web of Science platform), Ulrichsweb Global Serials Director, Bielefeld Academic Search Engine, Google Scholar, Library of Congress, Research4Life, ResearchBib, WorldCat, The Lens, OpenAIRE.

The journal is indexed and archived in the Russian science citation index (RSCI).
The journal complies with the Budapest Open Access Initiative Declaration, is a member of the Directory of Open Access Journals (DOAJ) and Crossref.
Editorial address:
ETU, 5, Prof. Popov Str., 197376, St Petersburg, Russia
Tel.: +7 (812) 234-10-13
E-mail: radioelectronic@yandex.ru **RE.ELTECH.RU**
© ETU, design, 2019

THE EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

Boris A. KALINIKOS, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Professor, Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

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

EDITORIAL BOARD

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Piotr SAMCZYNSKI, PhD, DSc, Associate Professor, Warsaw University of Technology, Institute of Electronic Systems, Warsaw, Poland

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

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

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

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

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

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

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

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

EXECUTIVE SECRETARY

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

The main aim of the journal is to highlight the current issues, results of applied and fundamental research, determining the direction and development of scientific research in the field of radioelectronics.

The journal objectives are:

- to provide scientists an opportunity to publish their research results
- to expand a scope of professional dialogue among Russian and foreign researchers
- to contribute to the formation of the leading world positions of Russian scientists in the field of radioelectronics

- to acquaint readers with advanced international experience in the implementation of scientific research
- to attract promising young professionals to scientific work in the field of radioelectronics
- to inform readers about symposia, conferences and seminars in the field of electronics



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

СОДЕРЖАНИЕ

Обзорные статьи

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

- Кренгель Е. И. Ретроспективный обзор троичных последовательностей с идеальной периодической автокорреляцией и устройств их генерации.....6

Оригинальные статьи

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

- Воробьев О. В., Рыбаков А. И. Выбор и использование программной архитектуры действующего протокола передачи данных программно-конфигурируемого радиоканала.....18

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

- Можаровский А. В., Артеменко А. А., Масленников Р. О., Вендик И. Б. Широкополосный волноводно-микрополосковый переход для частотного диапазона 60 ГГц31

- Литовский И. А., Маврычев Е. А. Синтез направленного излучателя в диапазоне 0.9...5.8 ГГц...45

Радиолокация и радионавигация

- Панченко В. А., Телегин В. А., Романова Н. Ю. Связь ориентации поперечных осей мелкомасштабных анизотропных неоднородностей среднеширотной ионосферы с направлением дрейфа на высотах F-области.....53

Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника

- Kanareykin A. D. Low Loss Microwave Ceramic and other Microwave Dielectric Materials for Beam Physics Applications.....66

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

- Mukhin N. V. Microfluidic Acoustic Metamaterial SAW Based Sensor.....75

- Mukhin N. V., Kutia M. M. Thiophene Determination in Liquid Hydrocarbons by In-line Acoustic Measurements.....82

- Холкин В. В., Холкин В. Ю. Оптическая система контроля расположения элементов высокоточного измерительного стенда.....89

Метрология и информационно-измерительные приборы и системы

- Иванов В. Э., Чье Ен Ун. Малошумящий программируемый усилитель постоянного тока с дистанционным управлением.....99

- Mosckalev A. A., Rahman A. Improvement of the Russian National Secondary Standard of the Unit of Length Using Latest Ultra-Stable Laser Equipment.....109

- Правила для авторов статей115

CONTENTS

Review articles

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

Krengel E. I. Retrospective Review of Perfect Ternary Sequences and their Generators.....6

Original articles

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

Vorobyov O. V., Rybakov A. I. Selection and Application of the Data Transfer Operating Protocol Software Architecture for the Software-Defined Radio.....18

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Mozharovskiy A. V., Artemenko A. A., Maslennikov R. O., Vendik I. B. Design of Wideband Waveguide-to-Microstrip Transition for 60 GHz Frequency Band.....31

Litovsky I. A., Mavrychev E. A. Synthesis of a Radiator in the Frequency Range of 0.9...5.8 GHz.....45

Radiolocation and Radio Navigation

Panchenko V. A., Telegin V. A., Romanova N. Yu. Correlation between the Orientation of Cross-Field Axes of Small-Scale Anisotropic Irregularities in Midlatitude Ionosphere and Drift Direction in the F Region...53

Quantum, Solid-state, Plasma and Vacuum Electronics

Kanareykin A. D. Low Loss Microwave Ceramic and other Microwave Dielectric Materials for Beam Physics Applications.....66

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

Mukhin N. V. Microfluidic Acoustic Metamaterial SAW Based Sensor.....75

Mukhin N. V., Kutia M. M. Thiophene Determination in Liquid Hydrocarbons by In-line Acoustic Measurements.....82

Kholkin V. V., Kholkin V. Yu. Optical Control System for Displacement Monitoring of the High Precision Measurement Setup Elements.....89

Metrology, Information and Measuring Devices and Systems

Ivanov V. E., Chye En Un. Low Noise Programmable DC Amplifier with Remote Control.....99

Mosckalev A. A., Rahman A. Improvement of the Russian National Secondary Standard of the Unit of Length Using Latest Ultra-Stable Laser Equipment.....109

Author's Guide.....115

УДК 621.396.9

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-4-6-17>

Ретроспективный обзор троичных последовательностей с идеальной периодической автокорреляцией и устройств их генерации

Е. И. Кренгель✉

АО "СБТ"

ул. Генерала Алексеева, д. 16, Москва, 124460, Россия

✉ evg.krengel@gmail.com

Аннотация

Введение. Идеальные многофазные унимодулярные последовательности, т. е. последовательности с идеальной периодической автокорреляцией и единичной амплитудой символов, широко используются в современной радиосвязи и радиолокации. Особое место среди них занимают идеальные троичные последовательности (ИТП) с элементами $\{-1, 0, 1\}$. Фактически это двоичные последовательности с алфавитом $\{-1, 1\}$, но с нулевыми символами на некоторых позициях. ИТП достаточно многочисленны, а их длина в отличие от идеальных двоичных последовательностей не ограничена сверху. Платой за это является пик-фактор, имеющий значение, большее единицы, что равносильно энергетическим потерям в приемнике. Исследованию ИТП посвящено большое число научных статей и книг. В частности, широкую известность получил справочник по проектированию последовательностей Фана и Дарнелла (1996), в котором дается обзор некоторых известных тогда семейств ИТП. Однако за прошедшие два десятилетия были открыты новые многочисленные семейства ИТП, получены теоремы об их существовании, а также установлены связи между ними и циркулянтными взвешенными матрицами. Поэтому возникла необходимость в проведении нового обзора существующих на сегодня ИТП.

Цель работы. Статья посвящена ретроспективному обзору имеющихся сегодня ИТП и устройствам их генерации.

Материалы и методы. Рассмотрены и проанализированы отечественные и зарубежные источники информации (книги, журнальные статьи, труды конференций, патенты).

Результаты. Наряду с решением информационно-библиографической задачи в обзоре показана взаимосвязь полученных в разное время ИТП, их эквивалентность циркулянтным взвешенным матрицам, а также рассмотрены блок-схемы генераторов некоторых семейств ИТП.

Заключение. Представлен краткий ретроспективный обзор ИТП за их почти шестидесятилетнюю историю; рассмотрены генераторы некоторых семейств ИТП. Результаты исследования актуальны для применения в современных системах радиосвязи и радиолокации, в частности в CW- и LPI-радарх.

Ключевые слова: радиосигналы, идеальные троичные последовательности, генераторы последовательностей

Для цитирования: Кренгель Е. И. Ретроспективный обзор троичных последовательностей с идеальной периодической автокорреляцией и устройств их генерации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 4. С. 6–17. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-6-17

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 24.06.2019; принята к публикации после рецензирования 03.07.2019; опубликована онлайн 27.09.2019

© Кренгель Е. И., 2019

Retrospective Review of Perfect Ternary Sequences and Their Generators

Evgeny I. Krengel✉

JSC "NWT"

16, Generala Alekseeva Str., 124460, Moscow, Russia

✉ evg.krengel@gmail.com

Abstract

Introduction. Perfect polyphase unimodular sequences, i. e. sequences with ideal periodic autocorrelation and single amplitude of symbols are widely used in modern radio communications and radar. A special place among them is occupied by perfect ternary sequences (PTSs) with elements $\{-1, 0, 1\}$. In fact, these are binary sequences with the alphabet $\{-1, 1\}$, but with zero symbols in some positions. It is known that PTSs are quite numerous and their length in comparison with perfect binary sequences is not limited from above. The charge for this is a peak factor greater than one, which causes energy losses in the receiver. A large number of research papers and books are devoted to the design of PTSs and the study of their properties. In particular, the handbook on sequence design by Fan and Darnell (1996) which provides an overview of the then known PTS families has become widely famous. However, over the past two decades, numerous new PTS families were discovered, some theorems on their existence were obtained, and connections were established between them and circulant weighing matrices. Therefore, there is a need for a new review of existing PTSs.

Objective. The article is devoted to a retrospective review of existing PTSs and their generation devices.

Materials and methods. Considered and analyzed domestic and foreign sources of information (books, journal papers, conference proceedings, patents).

Results. Along with solving an informational bibliographic problem, the review shows the relationship between PTSs obtained at different times, their connection with circulant weighing matrices, and also describes the block diagrams of generators of some PTS families.

Conclusion. A brief retrospective review of PTSs for their almost 60 years history is presented and the generators of some PTS families are considered. The results of the study are relevant for use in modern radio communications and radar systems and in particular, in CW and LPI radars.

Key words: radio signals, perfect ternary sequences, sequence generators

For citation: Krengel E. I. Retrospective Review of Perfect Ternary Sequences and their Generators. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 4, pp. 6–17. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-6-17

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

Submitted 24.06.2019; accepted 03.07.2019; published online 27.09.2019

Введение. Идеальные многофазные унимодулярные последовательности, т. е. последовательности с идеальной периодической автокорреляцией и единичной амплитудой символов, широко используются в современной радиосвязи и радиолокации [1–4]. В радиолокации наиболее перспективным видится их применение в радарх с непрерывным излучением (CW-радары) [3] и низкой вероятностью перехвата (LPI-радары) [4]. Наибольшую известность среди многофазных последовательностей получили идеальные многофазные последовательности Франка (Frank), Задова–Чу (Zadoff–Chu), Милевского (Milewski) и их модификации [2, 3]. Общим свойством всех этих

последовательностей является увеличение объема алфавита с ростом их длины.

В то же время имеются многочисленные семейства идеальных многофазных последовательностей с нулями, объем алфавита которых не зависит от их длины. Цена, которую мы вынуждены платить за это, – пик-фактор больше 1 и, соответственно, энергетические потери в приемнике. К таким последовательностям с нулями относятся хорошо известные троичные последовательности [1, 2], 4-фазные обобщенные последовательности Ли длины $(p^m + 1)$, где $p > 2$, простое; $m \geq 1$, целое, причем $(p^m + 1) \equiv 2 \pmod{4}$ [5]; 8-фазные после-

довательности Люке длины $(p^n - 1)/(p^m - 1) \equiv 4 \pmod{8}$, где $p > 2$, простое; $n \geq 2$; $m \geq 1$; n, m – целые, причем $m|n$ (запись $m|n$ означает, что m является делителем n) [6]; 4-фазные последовательности Шоттена–Люке длины $(p^n - 1)/(p^m - 1)$, где $p = 4t + 1 > 1$, простое; $n > 1$, m – целые, причем $m|n$ и $n \neq 2m$ [7]; а также 4- и 8-фазные последовательности длины $N = 2(p^n - 1)/(p^m - 1)$, где $p > 2$, простое; $n = mk$; $m \geq 1$; $k > 1$, целые, причем $4|(p^m - 1)$ [8] и др.

Особое место среди них занимает класс идеальных троичных последовательностей (ИТП) с элементами $\{-1, 0, 1\}$. Фактически это двоичные последовательности с алфавитом $\{-1, 1\}$, но с нулевыми символами на некоторых позициях. Однако имеются существенные отличия. Во-первых, их длина не ограничена сверху, как у идеальных двоичных последовательностей. Во-вторых, эти последовательности достаточно многочисленны, причем их пик-фактор стремится к единице с ростом длины. В-третьих, генераторы ИТП в отличие от генераторов других идеальных многофазных последовательностей с объемом алфавита больше трех аппаратно проще. И наконец, в режиме непрерывной передачи ИТП могут компенсировать отсутствие идеальных бинарных последовательностей. С этой целью Леванон и Фридман предложили заместить нули в периодически передаваемой ИТП через период единицами и минус единицами [9]. При этом в качестве опорной последовательности в корреляторе применяется исходная ИТП, а время интегрирования в нем выбирается равным четному числу периодов последовательности. В этом случае пик-фактор передаваемого сигнала становится равным единице, значения боковых лепестков на выходе коррелятора равны нулю. В результате платой за несогласованную фильтрацию будут энергетические потери в приемнике, но и эти потери стремятся к нулю с ростом длины ИТП.

Конструированию ИТП и исследованию их свойств посвящено большое число научных статей и книг. Широкую известность получили монография Ипатова [1] о периодических дискрет-

ных сигналах с оптимальными корреляционными свойствами (1991) и справочник Фана и Дарнелла [2] по проектированию последовательностей для приложений связи (1996), в которых рассмотрены известные на то время семейства ИТП. За прошедшие с тех пор годы были открыты новые многочисленные семейства ИТП, доказаны теоремы об их существовании, установлены связи между ними и идеальными троичными циркулянтными взвешенными матрицами (circulant weighing matrices) $CW(N, K)$ порядка N (совпадающего с длиной последовательности) и веса K .

С учетом вышеизложенного и возросшего за последние годы интереса к ИТП в настоящей статье дан ретроспективный обзор ИТП за их почти 60-летнюю историю и рассмотрены некоторые конструкции генераторов этих последовательностей.

Идеальные троичные последовательности (краткий обзор). История ИТП насчитывает около 60 лет. В 1960 г. Томпкинс, используя метод исчерпывающего поиска, генерировал ИТП вплоть до длины 18 [5], [10]. Затем в 1967 г. Чанг [10] на основе m -последовательностей над $GF(3)$ построил ИТП с длиной $N = (3^n - 1)/2$ (N нечетно). Отметим, что подобный метод построения ИТП также предложили Грин и Келсч [11]. В 1977 г. Мохарир [12] нашел необходимые условия существования ИТП и, используя циклические разностные множества, получил несколько новых ИТП. В 1979 г. Шедд и Сарват на основе свойств корреляционной идентичности двух последовательностей (Сарват и Персли [13]), применимых к парам m -последовательностей с трехуровневой взаимной корреляцией (Голд [14], Нихо [15], Касами [16], Хеллесет [17]), построили семейство ИТП длины $p^n - 1$ ($p \geq 2$ – простое число) [18].

Затем с интервалом в несколько лет были найдены две систематические конструкции ИТП длины $(p^n - 1)/(p^m - 1)$, где p – простое число; $n = mk$; $m > 1$ – целое, причем $k > 3$ – нечетно. Первая конструкция для $p > 2$ была получена Ипатовым в 1979 г. на основе p^m -ичных m -последовательностей [19]. Вторая конструкция для $p = 2$ получена Хохолдтом и Джастесеном в 1983 г. на основе разностных множеств Зингера [20].

REVIEW ARTICLE

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Radio electronic facilities for signal transmission, reception and processing

Впоследствии Ипатов, Платонов, Самойлов [21] и Камалетдинов [22] нашли другие ИТП с такими же параметрами (длиной и пик-фактором), как ИТП [19]. В дальнейшем было установлено, что ИТП Чанга и Грина–Келсча [10, 11] являются подмножеством ИТП Ипатова для $p = 3$, ИТП Хоходлта–Джастесена [20] совпадают с ИТП Шедда–Сарвата [18] для $p = 2$, $m = 1$ и нечетного n , а ИТП Махарира [12] принадлежат семейству ИТП Ипатова или Хоходлта и Джастесена. Более подробные сведения об этом можно найти в [2].

В последующие годы с открытием новых идеальных бинарных последовательностей с двухуровневой автокорреляцией (последовательностей GMW, последовательностей степенных функций Касами, последовательностей Велча–Гонга и гипервальных последовательностей Машиетти [23]) появился ряд работ, посвященных исследованию их взаимно-корреляционных свойств. В связи с этим необходимо упомянуть работы [24–31], благодаря которым найдены различные пары двоичных и недвоичных последовательностей с трехуровневой взаимной корреляцией, удовлетворяющие условиям конструкции Шедда–Сарвата. В результате этого стало возможным построение большего числа ИТП [30].

В 1986 г. Геймс [32], используя аппарат разностных множеств и квадрат в проективной геометрии, построил семейство троичных последовательностей длины $(q^n - 1)/(q - 1)$, где q – степень простого числа. Геймс доказал, что ИТП Хоходлта–Джастесена являются подмножеством полученной им конструкции. В 1992 г. Джексон и Вильд [33] показали, что ИТП Ипатова также являются подмножеством ИТП Геймса. Однако оставался открытым вопрос, можно ли на основе предложенной Геймсом конструкции генерировать ИТП для четных n . Эта проблема, известная как проблема Waterloo, была разрешена Арасу, Диллоном, Джангникелем и Поттом в 1995 г. с помощью относительных разностных множеств и весовых матриц [34, 35]. В результате стало очевидным, что с помощью предложенной Геймсом конструкции можно строить ИТП только для нечетных n .

С тех пор ИТП Ипатова переоткрывались еще не единожды. Так, Ли [5] показал, что эти ИТП представляют собой подмножество идеальных q -ичных последовательностей, найденных с помощью

мультипликативных характеров над полем $GF(p)$.

Затем в 1996 г. Люке и Шоттен [7] получили те же самые ИТП из w -циклически идеальных последовательностей. ИТП Ипатова при $q = 3$ оказались также подмножеством идеальных многофазных последовательностей с нулями, построенных Бозтасом и Парампалли [36].

Параллельно с ИТП изучались также идеальные троичные массивы (perfect ternary array – РТА) и, в частности, циркулянтные взвешенные матрицы $CW(N, K)$ порядка N и веса K с элементами из множества $\{-1, 0, 1\}$. Изучение $CW(N, K)$ представляется особенно важным, так как существует взаимно-однозначное соответствие между ними и ИТП длины N с K ненулевыми элементами. Подробные обзоры РТА и матриц $CW(N, K)$ содержатся в работах Араса и Диллона [37, 38]. В 1990 г. Антвейлер и Люке предложили новый метод построения РТА и ИТП [39]. Для этого они использовали кронекеровские произведения известных ИТП и РТА с идеальной аperiодической автокорреляцией. С помощью этого метода и компьютерного поиска они получили новую ИТП длины 33 с энергической эффективностью 0.76.

В настоящее время доказан целый ряд теорем существования и несуществования $CW(N, K)$ с заданными параметрами N и K [37, 38]. С помощью этих теорем и компьютерного поиска были найдены $CW(24, 9)$, $CW(71, 25)$, $CW(87, 49)$, $CW(96, 36)$ и $CW(142, 100)$.

Несомненный интерес представляют комбинированные ИТП, образованные посимвольным произведением двух ИТП с взаимно простыми периодами или произведением идеальной двоичной последовательности 111–1 длины 4 и любой ИТП нечетной длины [1, 2]. В этой связи следует упомянуть метод построения ИТП длины $4N$, предложенный Кренгелем в 2007 г. [40]. Согласно этому методу новые ИТП длины $4N$ образуются в результате смешивания идеальной троичной последовательности и троичной последовательности с нечетно идеальной автокорреляцией, имеющих нечетную длину N и одинаковое число нулей.

Наконец, последняя по времени в этом списке конструкция ИТП нечетной длины $N = N_1 N_2$ по-

строена Кренгелем в 2017 г. [41, 42]. Новые ИТП образуются на основе последовательностей сдвига длины N_1 , соответствующих m -последовательностям длины $p^n - 1$ над $GF(p)$, и ИТП нечетной длины N_2 , где $p > 2$ – простое число; $n = mk$, $m \geq 1$ – целое, $k \geq 3$ – нечетно; $N_1 = (p^{mk} - 1)/(p^m - 1)$ и $2N_2 | (p^m - 1)$. Заметим, что число формируемых этим методом ИТП существенно увеличивается, если использовать расширенные последовательности сдвига, получаемые на основе разностных балансных функций со свойствами d -форм [43, 44].

Генераторы идеальных троичных последовательностей. В [1] достаточно подробно описаны устройства, генерирующие ИТП Ипатова длины $(p^{mk} - 1)/(p^m - 1)$, $p \geq 3$, простое и Холдта–Джастесена длины $(2^{mk} - 1)/(2^m - 1)$ при $m \geq 1$ и нечетном $k \geq 3$. Причем в [1] ИТП Холдта–Джастесена представлены с помощью использования следовых функций и преобразований над ними, что существенно упрощает их аппаратную реализацию.

$$\text{ИТП Ипатова } \mathbf{g} = \{g_i\} \text{ длины } N = \frac{p^{mk} - 1}{p^m - 1}$$

строится в соответствии с выражением

$$g_i = (-1)^i \psi \left[\text{Tr}_m^n(\alpha^i) \right], \quad 0 \leq i < N,$$

где $\psi[\cdot]$ – двузначный мультипликативный характер поля $GF(p^m)$;

$$\text{Tr}_m^n(x) = \sum_{i=0}^{n/m-1} x^{p^{im}}$$

– след элемента x из поля Галуа $GF(p^n)$ относительно поля $GF(p^m)$; $n = mk$; α – примитивный элемент поля $GF(p^n)$, причем $m \geq 1$; $k \geq 3$ – нечетно. Напомним, что двузначным мультипликативным характером поля $GF(q)$ является отображение мультипликативной группы $GF^*(q)$ основного поля (т. е. всех $q - 1$ ненулевых элементов

поля) на множество $\{-1, 1\}$ вида $\psi(\delta) = (-1)^{\log_\beta \delta}$, где $\delta \in GF(q)$; $\log_\beta \delta$ – логарифм δ по основанию β (β – примитивный элемент поля $GF(q)$). Очевидно, что $\log_\beta \delta$ принимает одно из значений $0, 1, 2, \dots, q - 2$. Для ИТП Ипатова $q = p^m$ и мультипликативный характер для нулевого элемента поля $\delta = 0$ доопределен до нуля.

Генератор ИТП Ипатова, блок-схема которого представлена на рис. 1, состоит из последовательно соединенных генератора 1 q -ичной m -последовательности длины $q^k - 1$, $q = p^m$, $m \geq 1$, $k \geq 3$ – нечетное; блока преобразователя 2, выполняющего операцию преобразования входного ненулевого символа (ненулевого элемента поля $GF(q)$) в символ двузначного мультипликативного характера, имеющего значение -1 или 1 , а нулевого символа (нулевого элемента поля $GF(q)$) – в ноль. Выход преобразователя подключен к первому входу умножителя 3, второй вход которого подключен к выходу генератора меандра 4.

Принцип работы и блок-схема генератора q -ичной m -последовательности длины $q^k - 1$ подробно описаны в литературе, в частности в книгах Ипатова [1], Фана и Дарнелла [2] и Голомба и Гонга [23]. Преобразователь, в котором вычисляется двузначный мультипликативный характер элемента поля Галуа, можно реализовать с помощью различных устройств. В частности, для этой цели может быть использовано устройство непосредственного вычисления двузначного мультипликативного характера любого ненулевого элемента поля $GF(q)$ [45]. Однако такая реализация требует значительных аппаратных и временных ресурсов. С другой стороны, конструкция преоб-

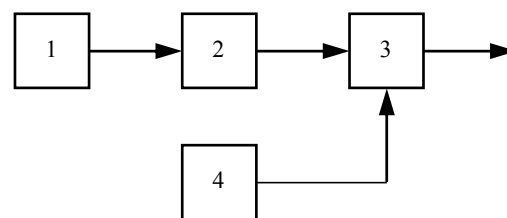


Рис. 1. Блок-схема генератора ИТП Ипатова

Fig. 1. Block diagram of Ipatov PTS generator:
1 – q -ary m -sequence generator; 2 – converter; 3 – multiplier;
4 – meander generator

REVIEW ARTICLE

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Radio electronic facilities for signal transmission, reception and processing

разователя может быть существенно упрощена при использовании заранее вычисленной таблицы отображения ненулевых p^m элементов x_j в один из символов $\{-1, 0, 1\}$, реализованной на постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ), как это предложено в [1].

ИТП Хохолдта–Джастесена $\mathbf{a} = \{a_i\}$ длины $N = (2^n - 1)/(2^m - 1)$, $n = mk$, $m \geq 1$, $k \geq 3$ – нечетное, в предложенной Ипатовым интерпретации [1] имеет вид

$$a_i = \begin{cases} 0, & \text{Tr}_m^n(\xi^i) = 0; \\ e\left[d_i \left(\text{Tr}_m^n \xi^i\right)^{q-3}\right], & \text{Tr}_m^n(\xi^i) \neq 0, \end{cases}$$

где $e(\delta) = (-1)^{\text{Tr}_1^m(\lambda\delta)}$ – аддитивный характер поля $\text{GF}(q)$ ($\lambda, \delta \in \text{GF}(q)$); $0 \leq i < N$, $q = 2^m$,

$$d_i = \begin{cases} \sum_{t=1}^{(k-1)/4} \text{Tr}_m^n \left\{ \xi^{[q^{(8t-1)s+1}]_i} \right\}, & k \equiv 1 \pmod{4}; \\ \sum_{t=1}^{(k-3)/4} \text{Tr}_m^n \left\{ \xi^{[q^{(8t+1)s+1}]_i} \right\}, & k \equiv 3 \pmod{4}; \end{cases}$$

ξ – примитивный элемент $\text{GF}(q^k)$; s – некоторое целое число, причем $(s, k) = 1$, что является записью того, что наибольший общий делитель чисел s и k равен единице.

Генератор ИТП Хохолдта–Джастесена, реализованный в соответствии с представленными выражениями, блок-схема которого показана на рис. 2, состоит из двух генераторов линейных последовательностей: 1 – формирующего m -последовательности

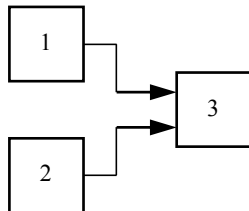


Рис. 2. Блок-схема генератора ИТП Хохолдта–Джастесена

Fig. 2. Block diagram of Hoholdt–Justesen PTS generator:

- 1 – generator of the m -sequence $\{\text{Tr}_m^n(\xi^i)\}$;
2 – generator of the sequence $\{d_i\}$; 3 – converter

довательность вида $\{\text{Tr}_m^n(\xi^i)\}$, 2 – формирующей последовательности $\{d_i\}$, а также преобразователя 3, который в случае $\{\text{Tr}_m^n(\xi^i)\} \neq 0$ возводит элемент $\text{Tr}_m^n(\xi^i)$ в степень $q-3$, умножает на сформированный в генераторе 2 элемент d_i , а затем вычисляет аддитивный характер полученного произведения. В противном случае на выходе преобразователя 3 формируется символ нуля. С целью упрощения схемы преобразователя 3 предложено реализовать на ПЗУ [1].

Рассмотрим теперь генерацию ИТП [41], частным случаем которых являются ИТП Ипатова. В [42] описан генератор ИТП нечетной длины

$$N_1 N_2, \text{ где } N_1 = \frac{p^{mk} - 1}{p^m - 1}; \quad N_2 = \frac{p^m - 1}{2h} - \text{длина}$$

некоторой известной ИТП нечетной длины, причем $p > 2$ – простое число; $n = mk$; $m \geq 1$, $h \geq 1$ – целые; $k \geq 3$ – нечетно. Метод построения этих ИТП подробно описан в [41].

Пусть $\mathbf{d} = \{d_i\}$ есть p -ичная m -последовательность длины $p^n - 1$ с элементами

$$d_i = \text{Tr}_1^n(\alpha^i) = \sum_{j=0}^{n-1} \alpha^{ip^j}, \quad n = mk, \quad 0 \leq i < p^n - 1$$

и $\mathbf{b} = \{b_i\}$ есть q -ичная m -последовательность длины $p^n - 1$, $q = p^m$ с элементами

$$b_i = \text{Tr}_m^n(\alpha^i) = \sum_{j=0}^{n/m-1} \alpha^{ip^{mj}}, \quad n = mk, \quad 0 \leq i < p^n - 1,$$

где α – примитивный элемент поля $\text{GF}(p^n)$.

Рассмотрим матрицу декомпозиции последовательности $\mathbf{d}$, состоящую из $T = (p^n - 1)/(p^m - 1)$ строк и $p^m - 1$ столбцов. Строками этой матрицы являются последовательности из всех нулей или циклические сдвиги некоторой короткой p -ичной m -последовательности длины $p^m - 1$. Значения этих сдвигов определяются последовательностью сдвигов $\mathbf{e}$ [23, 24], определенной выражением

$$\mathbf{e} = \{e_i\} = \begin{cases} \infty, & \text{Tr}_m^n(\alpha^i) = 0, \\ \log_{\beta} [\text{Tr}_m^n(\alpha^i)], & \text{Tr}_m^n(\alpha^i) \neq 0, \end{cases}$$

где $0 \leq i < T$, а символ ∞ обозначает последовательность из всех нулей.

Алгоритм построения ИТП длины $N_1 N_2$ состоит из четырех шагов:

1. Для некоторой ИТП $\mathbf{a}$ нечетной длины N_2 выбираются параметры $p \geq 2$, простое; $m \geq 1$; $k \geq 3$, нечетно, причем $(2N_2) \nmid (p^m - 1)$, и некоторый примитивный полином степени $n = km$ над $\text{GF}(p)$.

2. Вычисляется последовательность сдвигов $\mathbf{e}$ длины $N_1 = (p^n - 1) / (p^m - 1)$ p -ичной m -последовательности $\mathbf{d}$ длины $p^n - 1$, соответствующей выбранному полиному.

3. Формируется матрица V порядка $N_1 \times N_2$, i -я строка которой определяется как

$$\text{str}_i = \begin{cases} (-1)^{(i+e_i) \bmod 2} L^{e_i \bmod N_2}(\mathbf{a}), & e_i \neq \infty, \\ 0 \dots 0, & e_i = \infty, \end{cases} \quad 0 \leq i < N_1,$$

где $L^s(\mathbf{a})$ – оператор циклического сдвига последовательности $\mathbf{a}$ влево на s разрядов.

4. Матрица V распаковывается по столбцам в последовательность $\mathbf{v}$, которая является ИТП длины $N_1 N_2$.

Анализ показывает, что если $(N_1, N_2) = 1$, то ИТП $\mathbf{v}$ являются новыми, причем их длина совпадает с длиной комбинированных ИТП. В случае $(N_1, N_2) \neq 1$ длина полученных ИТП $\mathbf{v}$ может совпадать с длиной ИТП Ипатова или быть уникальной. Совпадение длин имеет место, когда ИТП $\mathbf{a}$ является последовательностью Ипатова длины $N_2 = (p^{ef} - 1) / (p^f - 1)$, где $e \geq 3$, нечетно; $f \geq 1$, целое; $m = ef$. Заметим, что в этом случае только одна из множества ИТП $\mathbf{v}$ длины $N = (p^n - 1) / (p^f - 1)$ совпадает с ИТП Ипатова. Во всех остальных случаях ИТП $\mathbf{v}$ отличаются от известных ИТП, т. е. являются новыми. В этой

связи необходимо отметить, что если последовательность $\mathbf{a} = \{1\}$, то последовательность $\mathbf{v}$ совпадает с ИТП Ипатова длины N_1 . Пик-фактор этих последовательностей равен произведению пик-факторов ИТП длин N_1 и N_2 . Поскольку $N_1 \gg N_2$, пик-фактор (и, соответственно, энергетические потери) новой последовательности будет главным образом определяться пик-фактором ИТП длины N_2 .

Для генерации периодических ИТП поступим следующим образом. Образует из $(p^m - 1) / N_2$ периодов последовательности $\mathbf{a}$ последовательность $\hat{\mathbf{a}}$ длины $p^m - 1$. Далее, используя зависимость $b_{i+T} = \beta b_i$, получим, что общий член троичной последовательности $\mathbf{v}' = \{v'_i\}$, $0 \leq i < p^{mk} - 1$, образованной из $(p^m - 1) / N_2$ периодов ИТП $\mathbf{v}$ длины $N_1 N_2$, может быть представлен как

$$v'_i = \begin{cases} (-1)^{i+z_i} \hat{a}_{z_i}, & b_i \neq 0; \\ 0, & b_i = 0; \end{cases} \quad 0 \leq i < p^{mk} - 1,$$

где $z_i = \log_{\beta} b_i$, $b_i \neq 0$ и $z_i = e_i$ для $0 \leq i < T$.

Положив

$$f(b_i) = \begin{cases} (-1)^{z_i} \hat{a}_{z_i}, & b_i \neq 0; \\ 0, & b_i = 0; \end{cases} \quad 0 \leq i < p^{mk} - 1,$$

окончательно имеем $v'_i = (-1)^i f(b_i)$.

Вычисление $f(b_i)$ можно существенно упростить, если вместо таблицы логарифмов использовать таблицу, ставящую в соответствие символу $b_i \in \text{GF}(p^m)$ двухразрядное двоичное число, принимающее значение 10 при $f(b_i) = 1$, значение 01 при $f(b_i) = -1$ и значение 00 при $f(b_i) = 0$.

Элемент $\mathbf{c}$ поля $\text{GF}(q)$, $q = p^m$, может быть представлен в виде суммы

$$c_{m-1} \beta^{m-1} + c_{m-2} \beta^{m-2} + \dots + c_0,$$

где $c_i \in \text{GF}(p)$, а β – примитивный элемент поля $\text{GF}(p^m)$. Поэтому любому элементу $\mathbf{c}$ из $\text{GF}(p^m)$ можно поставить в соответствие m -разрядное p -ич-

REVIEW ARTICLE

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Radio electronic facilities for signal transmission, reception and processing

ное число вида $(c_{m-1}, c_{m-2}, \dots, c_0)$. В двоичном виде это число состоит из $\lceil m \log_2(p) \rceil$ разрядов и равно $(c_{m-1}p^{m-1} + c_{m-2}p^{m-2} + \dots + c_0)_2$. С учетом этого таблица отображения может быть реализована с помощью перепрограммируемого постоянного запоминающего устройства (ППЗУ) объемом $p^m \times 2$, адресным входом в которое служит двоичное представление элемента c из $GF(p^m)$. В результате блок преобразователя будет состоять из последовательно соединенных формирователя адреса, преобразующего m -разрядное p -ичное представление элемента поля $GF(q)$ на выходе генератора q -ичной m -последовательности в $\lceil m \log_2(p) \rceil$ -разрядное двоичное число, блока памяти объема $q \times 2$ и кодопреобразователя двухразрядного двоичного числа в символ троичного кода $\{-1, 0, 1\}$. Заметим, что при $q = p$ адресом для ППЗУ является непосредственно значение символа c . Поэтому формирователь адреса в блоке преобразователя отсутствует.

Генератор периодических идеальных троичных последовательностей длины $N_1 N_2$, блок-схема которого представлена на рис. 3, содержит последовательно соединенные генератор 1 q -ичной m -последовательности длины $q^k - 1$, $q = p^m$, $m \geq 1$ и $k \geq 3$ – нечетно, и преобразователь q -ичного символа m -последовательности в символ троичного кода, состоящий из последовательно соединенных формирователя адреса 2, ППЗУ 3 и кодопреобразователя 4 двухразрядного двоичного кода в символ троичного кода. Выход кодопреобразователя

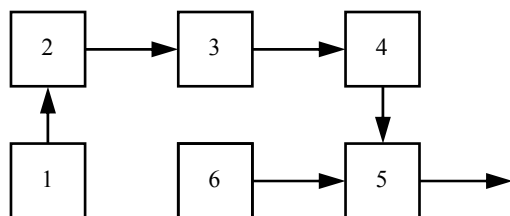
Рис. 3. Блок-схема генератора ИТП длины $N_1 N_2$

Fig. 3. Block diagram of PTS generator of length $N_1 N_2$:

- 1 – generator of the m -sequence with length $q^k - 1$;
- 2 – address builder; 3 – PROM; 4 – code converter;
- 5 – multiplier; 6 – meander generator

для подключен к первому входу умножителя 5, ко второму входу которого подключен генератор меандра 6.

Генератор комбинированных последовательностей длины $N_1 N_2$ состоит из двух генераторов ИТП с длинами N_1 и N_2 , выходы которых подключены к входам умножителя. Несколько более изощренной выглядит блок-схема генератора ИТП учетверенной длины [40]. В этом случае ИТП длины $4N$ строится на основе интерливинга (перемежения) двух последовательностей: последовательности, состоящей из двух периодов ИТП нечетной длины N , и почти идеальной троичной последовательности длины $2N$, имеющей в 2 раза большее число нулей, чем ИТП длины N .

Для построения генератора воспользуемся тем, что, во-первых, почти идеальная троичная последовательность является конкатенацией нечетно-идеальной троичной последовательности длины N и ее инверсии, во-вторых, результат умножения элементов нечетно-идеальной последовательности нечетной длины на знакопеременную последовательность вида $(-1)^i$ есть идеальная последовательность той же длины [40, 41]. Генератор ИТП длины $4N$ (рис. 4) состоит из генератора 1 знакопеременной последовательности, генераторов 2 и 3 ИТП нечетной длины N с тактовой частотой f_T , умножителя 4 и мультиплексора 5, объединяющего две входные последовательности в одну выходную. В результате на выходе мультиплексора образуется ИТП длины $4N$ с удвоенной частотой $2f_T$.

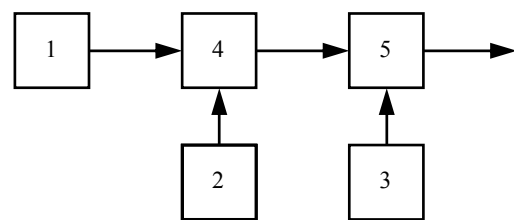
Рис. 4. Блок-схема генератора ИТП длины $4N$

Fig. 4. Block diagram of PTS with length $4N$:
1 – meander generator; 2, 3 – generators of the PTPs with odd length N and clock frequency f_T ;
4 – multiplier; 5 – multiplexer

Заключение. В статье дан краткий ретроспективный обзор ИТП за их почти 60-летнюю историю и рассмотрены некоторые конструкции генераторов ИТП. Необходимость данной работы

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Radio electronic facilities for signal transmission, reception and processing

REVIEW ARTICLE

назревала уже несколько лет, поскольку последний обзор ИТП был сделан в 1996 г., а за прошедшие два десятилетия были открыты и исследованы новые многочисленные семейства ИТП. Интерес к ИТП вызван в первую очередь тем, что они обладают идеальными автокорреляционными свойствами, а их энергетическая эффективность с ростом длины стремится к единице, что делает возможным их применение в современных системах радиосвязи и радиолокации, в частности в CW- и LPI-радарх.

В представленном обзоре наряду с решением чисто информационно-библиографической задачи показана взаимосвязь полученных в разное время ИТП и их эквивалентность циркулянтным взвешенным матрицам.

Обзор может быть полезен для разработчиков систем различного назначения, в которых используются идеальные троичные последовательности.

Список литературы

1. Ипатов В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. М.: Радио и связь, 1992. 151 с.
2. Fan P., Darnell M. Sequence Design for Communications Applications. London: Research Studies Press Ltd, 1996. 493 p.
3. Levanon N., Mozenon E. Radar Signals. New Jersey: John Wiley & Sons, 2004. 411 p.
4. Pace P. E. Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar. London: Artech House, 2009. 893 p.
5. Lee C. E. Perfect q-ary Sequences from Multiplicative Characters over GF(p) // Electronics Lett. 1992. Vol. 28, № 9. P. 833–835. doi: 10.1049/el:19920527
6. Lüke H. D. BTP-transform and Perfect Sequences with Small Phase Alphabet // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 1996. Vol. AES-32, № 1. P. 497–499. doi:10.1109/7.481295
7. Schotten H. D., Lüke H. D. New Perfect and w-Cyclic-Perfect Sequences // Proc. 1996 IEEE Inter. Symp. on Information Theory. Victoria, British Columbia, Canada, 17–20 Sept. 1996. Piscataway: IEEE, 1996. P. 82–85.
8. Кренгель Е. И. Новые идеальные 4- и 8-фазные последовательности с нулями // Радиотехника. 2007. № 5. С. 3–7.
9. Levanon N., Freedman A. Periodic Ambiguity Function of CW Signals with Perfect Periodic Autocorrelation // IEEE Trans. on Aerosp. and Electron. Syst. 1992. Vol. AES-28, № 2. P. 387–395. doi:10.1109/7.144564
10. Chang J. A. Ternary Sequences with Zero-correlation // Proc. of the IEEE. 1997. Vol. 55, № 7. P. 1211–1213. doi: 10.1109/PROC.1967.5793
11. Green D. H., Kelsch R. G. Ternary pseudonoise sequences // Electronics Lett. 1972. Vol. 8, № 5. P. 112–113. doi: 10.1049/el:19720081
12. Moharir P. S. Generalized PN sequences // IEEE Trans. on Inform. Theory. 1977. Vol. IT-23, iss. 6. P. 782–784. doi: 10.1109/TIT.1977.1055782
13. Sarwate D. V., Pursley M. B. Crosscorrelation of Pseudorandom and Related Sequences // Proc. of IEEE. 1980. Vol. 68, iss. 5. P. 593–619. doi: 10.1109/PROC.1980.11697
14. Gold R. Maximal Recursive Sequences with 3-valued Recursive Cross-Correlation Functions // IEEE Trans. Inform. Theory. 1968. Vol. IT-14, iss. 1. P. 154–156. doi: 10.1109/TIT.1968.1054106
15. Niho Y. Multivalued Cross-Correlation Functions between Two Maximal Linear Recursive Sequences: Ph. D. dissertation / Univ. Southern Calif. Los Angeles, 1972. 150 p. URL: <http://digitallibrary.usc.edu/cdm/ref/collection/p15799coll37/id/51150> (дата обращения: 30.07.2019)
16. Kasami T. The Weight Enumerators for Several Classes of Subcodes of the 2nd Order Binary Reed-Muller Codes // Information and Control. 1971. Vol. 18, № 4. P. 369–394. doi: 10.1016/S0019-9958(71)90473-6
17. Helleseth T. Some Results about the Cross-Correlation Function between Two Maximal Linear Sequences // Discrete Mathematics. 1976. Vol. 16, iss. 3. P. 209–232. doi: 10.1016/0012-365X(76)90100-X
18. Shedd D. A., Sarwate D. V. Construction of Sequences with Good Correlation Properties // IEEE Trans. on Inform. Theory. 1979. Vol. IT-25, iss. 1. P. 94–97. doi: 10.1109/TIT.1979.1055998
19. Ипатов В. П. Троичные последовательности с идеальными периодическими автокорреляционными свойствами // Радиотехника и электроника. 1979. Т. 24, № 10. С. 2053–2057.
20. Hoholdt T., Justesen J. Ternary sequences with perfect periodic autocorrelation (Corresp.) // IEEE Trans. on Inform. Theory. 1983. Vol. IT-29, iss. 4. P. 597–600. doi: 10.1109/TIT.1983.1056707
21. Ипатов В. П., Платонов В. Д., Самойлов И. М. Новый класс троичных последовательностей с идеальными периодическими автокорреляционными свойствами // Изв. вузов СССР. Сер. Математика. 1983. № 3. С. 47–50.
22. Камалетдинов Б. Ж. Троичные последовательности с идеальными периодическими автокорреляционными свойствами // Радиотехника и электроника. 1987. Т. 32, № 1. С. 77–82.
23. Golomb S. W., Gong G. Signal Design for Good Correlation: for Wireless Communication, Cryptography, and Radar. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. 455 p.
24. Games R. A. Crosscorrelation of m-Sequences and GMW Sequences with the Same Primitive Polynomi-

REVIEW ARTICLE

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Radio electronic facilities for signal transmission, reception and processing

al // Discrete Applied Mathematics. 1985. Vol. 12, iss. 2. P. 139–146. doi: 10.1016/0166-218X(85)90067-8

25. Antweiler M. Cross-correlation of p-ary GMW Sequences // IEEE Trans. on Inform. Theory. 1984. Vol. IT-40, iss. 4. P. 1253–1261. doi: 10.1109/18.335941

26. Cusick T. W., Dobberty H. Some New Three-Valued Crosscorrelation Functions for Binary m-Sequences // IEEE Trans. on Inform. Theory. 1996. Vol. 42, iss. 4. P. 1238–1240. doi: 10.1109/18.508848

27. Canteaut A., Charpin P., Dobberty H. Binary m-Sequences with Three-Valued Crosscorrelation: a Proof of Welch's Conjecture // IEEE Trans. on Inform. Theory. 2000. Vol. 46, iss. 1. P. 4–8. doi: 10.1109/18.817504

28. Hollmann H. D. L., Xiang Q. A Proof of the Welch and Niho Conjectures on Crosscorrelations of Binary m-Sequences // Finite Fields and Their Applications. 2001. Vol. 7, iss. 2. P. 253–286. doi: 10.1006/ffta.2000.0281

29. Hellese T. On the Crosscorrelation of m-Sequences and Related Sequences with Ideal Autocorrelation // Sequences and Their Applications – SETA'01. Bergen, 2001. London: Springer, 2002. P. 34–45. doi: 10.1007/978-1-4471-0673-9_3

30. Hertel D. Cross-Correlation Properties of Perfect Binary Sequences // Proc. 2004 Inter. Conf. on Sequences and Their Applications – SETA'04. Seoul, Korea, 2004. Berlin: Springer, 2005. P. 208–219. (LNCS, vol. 3486)

31. Yu N. Y., Gong G. Crosscorrelation Properties of Binary Sequences // Sequences and Their Applications – SETA 2006. Lecture Notes in Computer Science, 2006, vol. 4086. Berlin, Heidelberg: Springer, 2006. P. 104–118. (LNCS, vol. 4086). doi: 10.1007/11863854_9

32. Games R. A. The Geometry of Quadrics and Correlations of Sequences (Corresp.) // IEEE Trans. on Inform. Theory. 1986. Vol. 32, iss. 3. P. 423–426. doi: 10.1109/TIT.1986.1057184

33. Jackson W.-A., Wild P. R. Relations between Two Perfect Ternary Sequence Constructions // Design, Codes and Cryptography. 1992. Vol. 2, iss. 4. P. 325–322. doi: 10.1007/BF00125201

34. The Solution of the Waterloo Problem / K. T. Arasu, J. F. Dillon, D. Jungnickel, A. Pott // J. Combin. Theory, Ser. A. 1995. Vol. 71, iss. 2. P. 316–331. doi: 10.1016/0097-3165(95)90006-3

35. Jungnickel D., Pott A. Perfect and Almost Perfect Sequences // Discrete Appl. Math. 1999. Vol. 95, iss. 1–3. P. 331–359. doi: 10.1016/S0166-218X(99)00085-2

36. Boztas S., Parampalli U. Nonbinary sequences with perfect and nearly perfect autocorrelations // 2010 IEEE Inter. Symp. on Inform. Theory. Austin, TX, USA, 13–18 June 2010. Piscataway: IEEE, 2010. P. 1300–1304. doi: 10.1109/ISIT.2010.5513729

37. Arasu K. T., Dillon J. F. Perfect Ternary Arrays // Difference Sets, Sequences and Their Correlation Properties (Bad Windsheim, 1998). Dordrecht: Kluwer Acad. Publ., 1999. P. 1–15. (NATO ASIC, vol. 542). doi: 10.1007/978-94-011-4459-9_1

38. Arasu K. T. Sequences and Arrays with Desirable Correlation Properties // NATO Science for Peace and Security Series. D: Information and Communication Security. 2011. Vol. 29: Coding Theory and Related Combinatorics. P. 136–171. doi: 10.3233/978-1-60750-663-8-136

39. Antweiler M., Bomer L., Luke H. D. Perfect Ternary Arrays // IEEE Trans. on Inform. Theory. 1990. Vol. 36, iss. 3. P. 696–705. doi: 10.1109/18.54895

40. Krenzel E. I. New Polyphase Perfect Sequences with Small Alphabet // Electron. Lett. 2008. Vol. 44, № 17. P. 1013–1014. doi: 10.1049/el:20081401

41. Кренгель Е. И. Построение новых идеальных троичных последовательностей // Сб. докл. 19-й Междунар. конф. "Цифровая обработка сигналов и ее применение". Москва, 29–31 марта 2017 г. / ИПУ РАН. М., 2017. С. 61–65.

42. Пат. RU 2665290 C1 МПК G06F 7/58 (2006.01). Генератор периодических идеальных троичных последовательностей / Е. И. Кренгель; опубл. 28.08.2018. Бюл. № 25.

43. Yang Y., Gong G., Tang X. H. Odd Perfect Sequences and Sets of Spreading Sequences with Zero or Low Odd Periodic Correlation Zone // Proc. 2010 Inter. Conf. on Sequences and Their Applications (SETA 2012). Waterloo, Canada, 4–8 June 2012. Berlin: Springer, 2012. P. 1–12. (LNCS, vol. 7280). doi: 10.1007/978-3-642-30615-0_1

44. Yang Y., Tang X. H., Gong G. New Almost Perfect, Odd Perfect, and Perfect Sequences from Difference Balanced Functions with d-Form Property // Advances in mathematics on communication. 2017. Vol. 11, № 1. P. 67–76. doi: 10.3934/amc.2017002

45. Пат. SU 1244658 A1 G06F 7/00 (2000.01). Устройство для определения двузначного характера элементов конечного поля / В. П. Ипатов, В. И. Корниевский, О. И. Корнилов, В. Д. Платонов; опубл. 15.07.1986. Бюл. № 26.

Информация об авторе

Кренгель Евгений Ильич – кандидат технических наук (2002), ведущий научный сотрудник Акционерного общества "Современные беспроводные технологии" (АО "СБТ"). Автор 75 научных работ. Сфера научных интересов – широкополосные системы связи с многостанционным доступом; псевдослучайные последовательности и их применение в радиотехнических системах.

E-mail: krenzel@sbtcom.ru, evg.krenzel@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-9116-8057>

References

1. Ipatov V. P. *Periodicheskie diskretnye signaly s optimal'nymi korrelyatsionnymi svoystvami* [Periodic discrete signals with optimal properties]. Moscow, *Radio i svyaz*, 1992, 151 p. (In Russ.)
2. Fan P., Darnell M. *Sequence Design for Communications Applications*. London, Research Studies Press Ltd, 1996, 493 p.
3. Levanon N., Mozensohn E. *Radar Signals*. New Jersey, John Wiley & Sons, 2004, 411 p.
4. Pace P. E. *Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar*. London, Artech House, 2009, 893 p.
5. Lee C.E. Perfect q-ary Sequences from Multiplicative Characters over GF(p). *Electronics Letters*. 1992, vol. 28, no. 9, pp. 833–835. doi: 10.1049/el:19920527
6. Lüke H. D. BTP-transform and Perfect Sequences with Small Phase Alphabet. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* 1996, vol. AES-32, no. 1, pp. 497–499. doi:10.1109/7.481295
7. Schotten H. D., Lüke H. D. New Perfect and w-Cyclic-Perfect Sequences. *Proc. 1996 IEEE Inter. Symp. on Information Theory*. Victoria, British Columbia, Canada, 17–20 September, 1996. Piscataway, IEEE, 1996, pp. 82–85.
8. Krengel E. I. New Perfect 4- and 8-Phase Sequences with Zeros. *Radiotekhnika* [Radioengineering]. 2007, no. 5, pp. 3–7. (In Russ.)
9. Levanon N., Freedman A. Periodic Ambiguity Function of CW Signals with Perfect Periodic Autocorrelation. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*. 1992, vol. AES-28, no. 2, pp. 387–395. doi:10.1109/7.144564
10. Chang J. A. Ternary Sequences with Zero-correlation. *Proc. of the IEEE*. 1997, vol. 55, no. 7, pp. 1211–1213. doi: 10.1109/PROC.1967.5793
11. Green D. H., Kelsch R. G. Ternary pseudonoise sequences. *Electronics letters*. 1972, vol. 8, no. 5, pp. 112–113. doi: 10.1049/el:19720081
12. Moharir P. S. Generalized PN sequences. *IEEE Trans. on Information Theory*. 1977, vol. IT-23, iss. 6, pp. 782–784. doi: 10.1109/TIT.1977.1055782
13. Sarwate D. V., Pursley M. B. Crosscorrelation of Pseudorandom and Related Sequences. *Proc. of IEEE*. 1980, vol. 68, iss. 5, pp. 593–619. doi: 10.1109/PROC.1980.11697
14. Gold R. Maximal Recursive Sequences with 3-valued Recursive Cross-Correlation Functions. *IEEE Trans. Inform. Theory*. 1968, vol. IT-14, iss. 1, pp. 154–156. doi: 10.1109/TIT.1968.1054106
15. Niho Y. Multivalued Cross-Correlation Functions between Two Maximal Linear Recursive Sequences: Ph. D. dissertation. Univ. Southern Calif. Los Angeles, 1972. 150 p. Available at: <http://digitallibrary.usc.edu/cdm/ref/collection/p15799coll37/id/51150> (accessed 30.07.2019)
16. Kasami T. The Weight Enumerators for Several Classes of Subcodes of the 2^{nd} Order Binary Reed-Muller Codes. *Information and Control*. 1971, vol. 18, no. 4, pp. 369–394. doi: 10.1016/S0019-9958(71)90473-6
17. Helleseeth T. Some Results about the Cross-Correlation Function between Two Maximal Linear Sequences. *Discrete Mathematics*. 1976, vol. 16, iss. 3, pp. 209–232. doi: 10.1016/0012-365X(76)90100-X
18. Shedd D. A., Sarwate D. V. Construction of Sequences with Good Correlation Properties. *IEEE Trans. on Information Theory*. 1979, vol. IT-25, iss. 1, pp. 94–97. doi: 10.1109/TIT.1979.1055998
19. Ipatov V. P. *Troichnye posledovatel'nosti s ideal'nymi periodicheskimi avtokorreljacionnymi svojstvami* [Ternary Sequences with Ideal Periodic Autocorrelation Properties]. *Radio Eng. Electron.* 1979, vol. 24, no. 10, pp. 2053–2057. (In Russ.)
20. Hoholdt T., Justesen J. Ternary sequences with perfect periodic autocorrelation (Corresp.). *IEEE Trans. on Information Theory*. 1983, vol. IT-29, iss. 4, pp. 597–600. doi: 10.1109/TIT.1983.1056707
21. Ipatov V. P., Platonov V. D., Samoilov I. M. A New Class of Triple Sequences with Ideal Periodic Autocorrelation Properties. *Izvestiya vyzov USSR. Mathematics*. 1983, no. 3, pp. 47–50. (In Russ.)
22. Kamaletdinov B. S. *Troichnye posledovatel'nosti s ideal'nymi periodicheskimi avtokorreljacionnymi svojstvami* [Ternary Sequences with Ideal Periodic Autocorrelation Properties]. *Radio Eng. Electron.* 1987, vol. 32, no. 1, pp. 77–82. (In Russ.)
23. Golomb S. W., Gong G. *Signal Design for Good Correlation: for Wireless Communication, Cryptography, and Radar*. Cambridge, Cambridge University Press, 2005, 455 p.
24. Games R. A. Crosscorrelation of m-Sequences and GMW Sequences with the Same Primitive Polynomial. *Discrete Applied Mathematics*. 1985, vol. 12, iss. 2, pp. 139–146. doi: 10.1016/0166-218X(85)90067-8
25. Antweiler M. Cross-correlation of p-ary GMW Sequences. *IEEE Trans. on Information Theory*. 1984, vol. IT-40, iss. 4, pp. 1253–1261. doi: 10.1109/18.335941
26. Cusick T. W., Dobberrin H. Some New Three-Valued Crosscorrelation Functions for Binary m-Sequences. *IEEE Trans. on Information Theory*. 1996, vol. 42, iss. 4, pp. 1238–1240. doi: 10.1109/18.508848
27. Canteaut A., Charpin P., Dobberrin H. Binary m-Sequences with Three-Valued Crosscorrelation: a Proof of Welch's Conjecture. *IEEE Trans. on Information Theory*. 2000, vol. 46, iss. 1, pp. 4–8. doi: 10.1109/18.817504
28. Hollmann H. D. L., Xiang Q. A Proof of the Welch and Niho Conjectures on Crosscorrelations of Binary m-Sequences. *Finite Fields and Their Applications*. 2001, vol. 7, iss. 2, pp. 253–286. doi: 10.1006/ffta.2000.0281
29. Helleseeth T. On the Crosscorrelation of m-Sequences and Related Sequences with Ideal Autocorre-

REVIEW ARTICLE

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Radio electronic facilities for signal transmission, reception and processing

lation. Sequences and Their Applications – SETA'01. 2001, Bergen. London, Springer, 2002, pp. 34–45. doi: 10.1007/978-1-4471-0673-9_3

30. Hertel D. Cross-Correlation Properties of Perfect Binary Sequences. Proc. 2004 Inter. Conf. on Sequences and Their Applications – SETA'04. Seoul, Korea, 2004. Berlin, Springer, 2005, pp. 208–219. (LNCS, vol. 3486)

31. Yu N. Y., Gong G. Crosscorrelation Properties of Binary Sequences. Sequences and Their Applications – SETA 2006. Lecture Notes in Computer Science, 2006, vol. 4086. Berlin, Heidelberg, Springer, 2006, pp. 104–118. (LNCS, vol. 4086). doi: 10.1007/11863854_9

32. Games R. A. The Geometry of Quadrics and Correlations of Sequences (Corresp.). IEEE Trans. on Information Theory, 1986, vol. 32, iss. 3, pp. 423–426. doi: 10.1109/TIT.1986.1057184

33. Jackson W.-A., Wild P. R. Relations between Two Perfect Ternary Sequence Constructions. Design, Codes and Cryptography. 1992, vol. 2, iss. 4, pp. 325–322. doi: 10.1007/BF00125201

34. Arasu K. T., Dillon J. F., Jungnickel D., Pott A. The Solution of the Waterloo Problem. J. Combin. Theory. Ser. A. 1995, vol. 71, iss. 2, pp. 316–331. doi: 10.1016/0097-3165(95)90006-3

35. Jungnickel D., Pott A. Perfect and Almost Perfect Sequences. Discrete Appl. Math. 1999, vol. 95, iss. 1–3, pp. 331–359. doi: 10.1016/S0166-218X(99)00085-2

36. Boztas S., Parampalli U. Nonbinary sequences with perfect and nearly perfect autocorrelations. 2010 IEEE Inter. Symp. on Information Theory. 13–18 June 2010, Austin, TX, USA. Piscataway, IEEE, 2010, pp. 1300–1304. doi: 10.1109/ISIT.2010.5513729

37. Arasu K. T., Dillon J. F. Perfect Ternary Arrays. Difference Sets, Sequences and Their Correlation Properties (Bad Windsheim, 1998). Dordrecht, Kluwer Acad.

Publ., 1999, pp. 1–15. (NATO ASIC, vol. 542). doi: 10.1007/978-94-011-4459-9_1

38. Arasu K. T. Sequences and Arrays with Desirable Correlation Properties. NATO Science for Peace and Security Series. D: Information and Communication Security. Vol. 29: Coding Theory and Related Combinatorics. 2011, pp. 136–171. doi: 10.3233/978-1-60750-663-8-136

39. Antweiler M., Bomer L., Luke H. D. Perfect Ternary Arrays. IEEE Trans. on Information Theory. 1990, vol. 36, iss. 3, pp. 696–705. doi: 10.1109/18.54895

40. Krengel E. I. New Polyphase Perfect Sequences with Small Alphabet. Electron. Lett. 2008, vol. 44, no. 17, pp. 1013–1014. doi: 10.1049/el:20081401

41. Krengel E. I. Construction of New Perfect Ternary Sequences. Proc. of 19th Intern. Conf. on Digital Signal Processing (DSPA-2017), 29–31 March, 2017, Moscow. Institute of Control Sciences RAS. Moscow, 2017, pp. 61–65. (In Russ.)

42. Krengel E. I. Periodic Ideal Ternary Sequence Generator. Pat. RU 2665290 C1, Priority date 2017-08-17 (In Russ.)

43. Yang Y., Gong G., Tang X. H. Odd Perfect Sequences and Sets of Spreading Sequences with Zero or Low Odd Periodic Correlation Zone. Proc. 2010 Inter. Conf. on Sequences and Their Applications (SETA 2012). 4–8 June 2012, Waterloo, Canada. Berlin, Springer, 2012, pp. 1–12. (LNCS, vol. 7280). doi: 10.1007/978-3-642-30615-0_1

44. Yang Y., Tang X.H., Gong G. New Almost Perfect, Odd Perfect, and Perfect Sequences from Difference Balanced Functions with d-Form Property. Advances in mathematics on communication. 2017, vol. 11, no. 1, pp. 67–76. doi: 10.3934/amc.2017002

45. Ipatov V. P., Kornievskii V. I., Kornilov O. I., Platonov V. D. Device for Determining the Two-Digit Nature of the Elements of the Final Feld. Pat. SU 1244658 A1. Priority date 1984-01. (In Russ.)

Information about the author

Evgeny I. Krengel – Cand. Sci. (Engineering) (2002), leading researcher of the JSC "Modern wireless technologies". The author of 75 scientific publications. Area of expertise: broadband communication systems with multiple access; pseudorandom sequences and their application in radio systems.

E-mail: krengel@sbtcom.ru, evg.krengel@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-9116-8057>

УДК 681.51

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-4-18-30>

Выбор и использование программной архитектуры действующего протокола передачи данных программно-конфигурируемого радиоканала

О. В. Воробьев, А. И. Рыбаков✉

Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
пр. Большевиков, 22, корп. 1, Санкт-Петербург, 193232, Россия

✉ lexeus.r1@gmail.com

Аннотация

Введение. Описана структура демодулятора и разобран алгоритм декодирования для использования в разработке сигнально-кодовых конструкций, представлены структура и функциональное описание разработанного программного обеспечения (ПО), предназначенного для установки в макете радиостанций программно-определяемой радиосистемы. Рассмотрены форматы кадров широкополосного и полудуплексного протоколов; модуляции/демодуляции и последующей цифровой обработки сигналов, которые применяются в существующих и перспективных системах радиосвязи.

Цель работы. Исследование методов модуляции/демодуляции и последующей цифровой обработки сигналов, а также накладываемых ими требований на аппаратуру станций сети и алгоритмы работы системы.

Материалы и методы. Для обоснования достоверности и работоспособности предложенного алгоритма и протокола передачи было разработано ПО для макета программно-определяемой радиосистемы. Оно может быть использовано для приема и передачи информации посредством использования ионосферных отражений. При разработке приняты во внимание существующие стандарты, любительские системы типа WinLink и информационные системы (цифровые и аналоговые) в части, касающейся "физического" и "канального" уровней.

Результаты. Приведены структура и функциональное описание разработанного ПО для макета программно-определяемой радиосистемы, показан вариант реализации программно-конфигурируемого радиоканала приема и передачи информации с использованием ионосферных отражений. Показаны результаты экспериментальной апробации технических решений. ПО может задействовать аппаратные и программные средства для управления приемопередающим модулем, включающего трансивер SunSDR2 и антенный усилитель.

Заключение. В результате рассмотрения выбора и использования программной архитектуры представлено описание структуры и функционала разработанного ПО. Сделан вывод о том, что обоснования достоверности и работоспособности предложенного алгоритма и протокола передачи актуальны в задачах разработки цифровых приемников для систем связи различного назначения. Представленные данные экспериментальных исследований по верификации предложенного алгоритма показали реализуемость принятых решений по качественному использованию канального ресурса на основе описанной кодовой конструкции. Представленные результаты позволяют определить наиболее целесообразный и энергоэффективный путь разработки, в том числе ПО, позволяющий создать технику, способную удовлетворить максимальному числу возможных назначений каналов радиодоступа.

Ключевые слова: схемы кодирования, схемы декодирования, система связи, канал передачи, программное обеспечение, сигнально-кодовые конструкции, широкополосный протокол, полудуплексный протокол

Для цитирования: Воробьев О. В., Рыбаков А. И. Выбор и использование программной архитектуры действующего протокола передачи данных программно-конфигурируемого радиоканала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 4. С. 18–30. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-18-30

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 21.04.2019; принята к публикации после рецензирования 24.05.2019; опубликована онлайн 27.09.2019

© Воробьев О. В., Рыбаков А. И., 2019



Selection and Application of the Data Transfer Operating Protocol Software Architecture for the Software-Defined Radio

Oleg V. Vorobyov, Alexey I. Rybakov✉

The Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications
22/1, Pr. Bolshevikov, St Petersburg, 193232, Russia

✉ lexus.r1@gmail.com

Abstract

Introduction. The demodulator structure is described and decoding algorithm for signal-code constructions development is presented. The structure and functional description of the developed software (SW), which is designed for the installation of the software-defined radio in the radio stations layout, are presented. The frame structures of the broadcast and half-duplex protocols, modulation/demodulation and subsequent digital signal processing in existing and prospect radio communication systems are considered.

Objective. Investigation of modulation/demodulation methods and subsequent digital signal processing along with requirements imposed by them on the network stations equipment and system operation algorithms.

Materials and methods. The software for the software-defined radio system layout is developed to demonstrate the reliability and operability of the proposed algorithm and transmission protocol. It can be used to receive and transmit information by using ionospheric reflections. Present design takes into account existing standards and amateur systems such as WinLink and information systems (digital and analog) for the "physical" and "channel" levels.

Results. The structure and functional description of the developed software for the software-defined radio system layout are given. The possible realization of the software-defined radio channel for data receiving and transfer by using ionospheric reflections is presented. The results of technical solutions experimental testing are shown. The software can use hardware and software to control the transceiver module, which includes the SunSDR2 transceiver and antenna amplifier.

Conclusion. The structure and functional description of the developed software are presented as a result of the software architecture selection and its application investigation. It is concluded that the reliability and operability justification of the proposed algorithm and transmission protocol is relevant in a field of the digital receivers development for communication systems of various purposes. The presented experimental studies data on verification of the proposed algorithm show the feasibility of present solutions on the qualitative utilization of the channel resource by using the described code structure. The present results allow to determine the most appropriate and efficient way of the software development allowing to create a technique that can meet the maximum number of possible assignments of radio access channels.

Key words: coding schemes, decoding schemes, communication system, transmission channel, software, signal-code structures, broadcast protocol, half-duplex protocol

For citation: Vorobyov O. V., Rybakov A. I. Selection and Application of the Data Transfer Operating Protocol Software Architecture for the Software-Defined Radio. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 4, pp. 18–30. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-18-30

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

Submitted 21.04.2019; accepted 24.05.2019; published online 27.09.2019

Введение. Тот факт, что ионизированные следы метеоров, входящих в земную атмосферу, могут отражать радиосигналы, был известен с начала 30-х гг. XX в., когда Пикард (Pickard) заметил, что вспышки высокочастотного излучения происходят во время метеоритных дождей [1]. В 1935 г.

Скеллет (Skellet) обнаружил, что ионизированный след, оставляемый метеором при сгорании в земной атмосфере, может быть использован для отражения радиосигналов в направлении на землю [2].

Ранее способа обнаружить и использовать ионизированный (метеорный) след прежде, чем

он рассеется, не существовало, поэтому метеорная связь была редкостью, иногда используемой радиолюбителями и имевшей очень малое практическое применение. Появление современных недорогих технологий и высокоскоростного цифрового оборудования привело к резким изменениям технологии метеорной связи, которая стала коммерчески доступна. В отличие от других средств передачи она может предоставлять связь "за пределы прямой видимости" (Extend Line Of Site).

Обычно сеть приемопередатчиков метеорной связи состоит из одной или нескольких базовых станций и некоторого числа удаленных терминалов. Базовые станции поддерживают связь с удаленными терминалами и другими базовыми станциями. Терминалы поддерживают связь только с базовыми станциями. Связь одного терминала с другим может быть осуществлена через базовую станцию. Когда соответствующий след обнаружен и его "качество" определено, часть оцифрованных данных передается коротким импульсом. Существование следа определяется приемом тестового сигнала, переданного базовой станцией или другим терминалом сети. Когда терминал принимает тестовый сигнал, он передает подтверждение базовой станции, показывая, что след существует и терминал готов к обмену данными. Время на этот обмен жертвуется в пользу надежности системы [3, 4].

Для поддержания связи в обстановке существенного изменения условий распространения сигнала, связанного с быстрым изменением параметров метеорного следа, параметры и форматы кодирования передаваемых сигналов должны оперативно изменяться. Для этой цели в рассматриваемых радиосистемах предусмотрено программное изменение конфигурации, поэтому они относятся к программно-определяемым радиосистемам.

Целью исследовательской работы, результаты которой представлены в настоящей статье, явилось исследование существующих методов модуляции/демодуляции и последующей цифровой обработки сигналов, накладывающих требования на аппаратуру станций сети и алгоритмы работы системы, для определения наиболее целесообразного и энергоэффективного пути разработки технических средств (в том числе создания программного обеспечения (ПО)), способных удовлетворить максимальному числу возможных применений каналов радиодоступа.

Авторами настоящей статьи сделана ставка на использование OFDM-модуляции совместно с абсолютной фазовой манипуляцией (2PSK и 4PSK) в подканалах. Помимо [5] на выбор такого способа модуляции повлияло изучение работы популярного стандарта цифровой сетевой связи IEEE 802.11a, входящего в состав коммерческого стандарта "Wi-Fi". Несмотря на различающиеся на несколько порядков диапазоны, при соответствующем масштабировании выясняется, что условия работы обеих систем очень похожи. Кроме того, были приняты во внимание уже существующие стандарты [6], любительские системы типа WinLink и морские цифровые и аналоговые информационные системы в части, касающейся "физического" и "канального" уровней. Кроме того, использованы и другие научно-технические публикации [3].

Перейдем к рассмотрению описываемого варианта построения программно-конфигурируемого радиоканала, начав с представления об используемой схеме модуляции.

Схема модуляции. Для передачи информации по радиоканалу используются частотно-манипулированные (frequency shift keying – FSK) сигналы. К проектируемому программно-конфигурируемому каналу связи, работающему в режиме передачи "поточковой" информации, предъявлялись следующие требования:

- значение пик-фактора равно 1, что позволяет максимально использовать усилители сигналов;
- помехоустойчивость приема является приемлемой для предполагаемых значений отношения сигнал/шум;
- реализация имеет невысокую сложность.

Схема модулятора FSK-сигналов представлена на рис. 1, она же с применением узлов z -преоб-

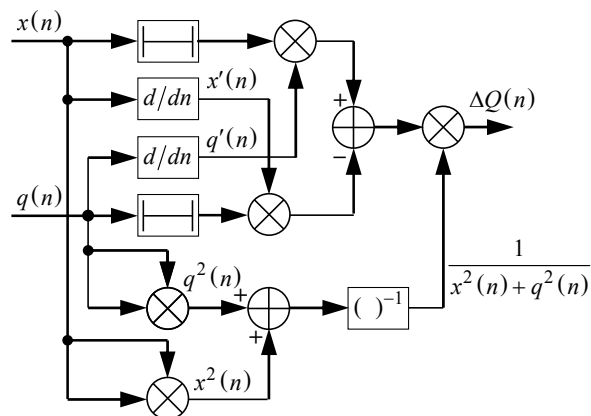


Рис. 1. Схема модулятора FSK-сигналов

Fig. 1. FSK signals modulation circuit

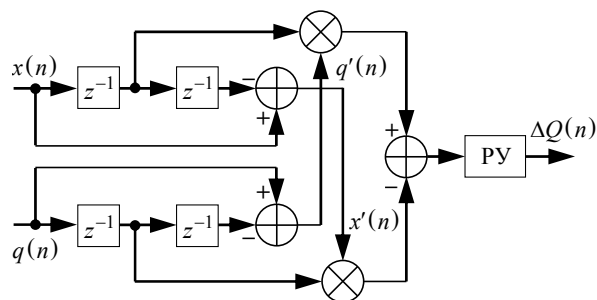


Рис. 2. Схема модулятора FSK-сигналов с применением узлов z-преобразования

Fig. 2. FSK signals modulation circuit with z-wave nodes

разования – на рис. 2. Скорость передачи информации находится в пределах $10^2 \dots 10^4$ бит/с. Полоса занимаемых частот (в герцах) численно равна удвоенному значению этого параметра.

Потоки квадратурных составляющих $x(n)$ и $q(n)$ (n – порядковый номер временного дискрета) поступают на блоки сложения, задержки и перемножения. На завершающем этапе результат передается на решающее устройство РУ [6].

В демодуляторе канала связи обработка сигнала реализуется по алгоритму, оптимальному для принятых методов модуляции и кодирования.

Схема кодирования. Кодовая конструкция. В [3] показано, что симметричный по выходу канал без памяти с двоичным входом, характеризующийся условной плотностью распределения $W(y|c)$ принятого сигнала y при переданном символе c , в сочетании с преобразованием, описываемым матрицей G_N , задает семейство из N подканалов передачи, характеризующихся условными распределениями:

$$W(y_0^{N-1}, u_0^{i-1} | u_i) = \frac{1}{2^{N-1}} \sum_{u_j \in \{0, 1\}} W[y_s | (u_0^{N-1} G_N)_s], \quad (1)$$

$$0 \leq i < N, \quad i < j < N,$$

где $y_0^{N-1} = (y_0, \dots, y_{N-1})$ – входной вектор принятого сигнала; $u_0^{N-1} = (u_0, \dots, u_{N-1})$ – входной вектор поляризующего преобразования; u_i, u_j – информационные символы; i – номер канала; j – фаза декодирования; нижний индекс s обозначает принимаемый сигнал.

Далее рассмотрим указанное преобразование на примере кодовой конструкции с использовани-

ем полярных кодов. Полярные коды [5] представляют собой коды с порождающей матрицей, состоящей из строк матрицы

$$G_N = B_N F^{\otimes m} = F^{\otimes m} B_N,$$

где $N = 2^m$; m – логарифм по основанию 2 длины неукороченного полярного кода с динамически замороженными символами; B_N – перестановочная матрица обращения бит с размерами $2^m \times 2^m$;

$$F = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix};$$

$\otimes m$ – символ m -кратного кронекеровского произведения матрицы с собой. На позициях, соответствующих динамически замороженным символам, вычисляются заданные линейные комбинации входных символов u_i . Производится перестановка обращения бит, т. е. умножение на матрицу B_N . Из полученного вектора исключаются неактивные символы.

Кодовое слово такого кода имеет вид $c_0^{N-1} = u_0^{N-1} G_N$. Информационные биты, предназначенные для передачи, составляют k элементов вектора, а оставшиеся элементы вычисляются в соответствии с процедурой, приводимой далее. С ростом m эти подканалы поляризуются, т. е. их параметры Бхаттачарьи* Z_i сходятся к 0 и 1.

Будем передавать полезные данные без кодирования по виртуальным подканалам, характеризующимся значениями $Z_i \approx 0$, в то время как по подканалам с $Z_i \approx 1$ будем передавать некоторые predetermined значения. Подканалы с $Z_i \approx 1$ называются замороженными (как и соответствующие символы u_i), и в классических полярных кодах по ним передаются нули ($u_i = 0$). Порождающая матрица классического полярного кода получается вычеркиванием из матрицы G_N строк, соответствующих замороженным подканалам. Отметим, что если параметр Бхаттачарьи исходного канала передачи информации достаточно

* Параметр Бхаттачарьи канала с двоичным входом является оценкой сверху для удвоенной вероятности ошибки на бит при передаче по этому каналу данных без кодирования.

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Radio electronic facilities for signal transmission, reception and processing

ORIGINAL ARTICLE

мал, то справедлива оценка $Z_i = 0 \lfloor Z^{wt(i)} \rfloor$, где $wt(i)$ – число ненулевых бит в двоичном представлении числа i .

Для надежной передачи данных по каналу используем полярные коды с динамически замороженными символами (ПКДЗС) [6], т. е. вместо нулей по замороженным подканалам будем передавать линейные комбинации предыдущих символов. Такие коды имеют большее минимальное расстояние по сравнению с классическими. Выражения для линейных комбинаций называются ограничениями динамической заморозки [6]:

$$\mathbf{u}_0^{N-1} G_N H^T Q = \mathbf{u}_0^{N-1} V^T = 0,$$

где H – некоторая проверочная матрица с размерами $f \times n$ расширенного примитивного циклического кода Боуза–Чоудхури–Ходвингема (БЧХ); Q – обратимая матрица, такая, что i -я строка матрицы V размещается в столбце t_i , все t_i различны и $V_{i, t_i} = 1$, причем $f \leq n - k$ (n – длина кода (количество кодовых символов); k – размер кода (количество информационных символов)); "т" – символ транспонирования. Таким образом, символ u_{t_i} может быть вычислен как линейная комбинация символов с меньшими номерами и потому называется динамически замороженным символом.

Известно [5], что всякий расширенный примитивный код БЧХ в узком смысле является подкодом некоторого кода Рида–Маллера длины $n = 2^m$ и порядка $r \leq m$. Последнее условие может рассматриваться как полярный код, множество индексов замороженных символов которого состоит из всех чисел $i: wt(i) < m - r$. Таким образом, замороженными оказываются все подканалы, параметр Бхаттачарьи которых убывает достаточно медленно с уменьшением параметра Z исходного канала передачи информации. Этого, однако, не достаточно для обеспечения приемлемой вероятности ошибки декодирования. Поэтому оставшиеся $n - k - f$ битовых подканалов с наибольшей вероятностью ошибки P_i замораживаются статически, т. е. на них налагаются ограничения $u_i = 0$.

Исходя из проведенного рассмотрения, добавим условие: пусть F – множество статически и дина-

мически замороженных символов, тогда полученный код является подкодом расширенного кода БЧХ.

Описанные полярные коды имеют длину 2^m , что не всегда удовлетворяет практическим требованиям. Поэтому для дальнейшего представления алгоритма будем использовать коды длины $n \leq 2^m$. Необходимым условием унификации является укорочение кода – понижение размерности и длины кода введением дополнительных ограничений вида $c_i = 0$ на некоторые символы исходного кодового слова. Кодовые слова укороченного кода получаются исключением таких ("неактивных") символов.

Рассмотрим описание используемых кодов, представляющее собой текстовый файл следующего формата. В первой строке через пробел указываются параметры m, k, d, n (d – минимальное расстояние кода).

Если $n = 2^m$ (код не укорочен), то следующая строка опускается. В противном случае в ней перечисляются номера "активных" (т. е. потенциально ненулевых) символов кодового слова.

В последующих строках приводятся ограничения динамической заморозки, задающие код. В начале каждой строки указано количество символов w , входящих в ограничение. Далее следует список индексов $i_0, i_1, \dots, i_{w-1}$ символов, участвующих в ограничении:

$$\sum_{j=0}^{w-1} u_{i_j} = 0.$$

Символ с наибольшим номером i_j считается (динамически) замороженным. Биты, предназначенные для передачи, распределяются по входному вектору поляризующего преобразования $\mathbf{u}_0^{N-1}$. На позициях, соответствующих динамически замороженным символам, вычисляются заданные линейные комбинации входных символов u_i . Умножением на матрицу B_N выполняется перестановка обращения бит. Полученный вектор умножается на матрицу $F^{\otimes m}$. Из полученного вектора исключаются неактивные символы.

Рис. 3 иллюстрирует корректирующую способность (возможность кода обнаруживать и/или исправлять ошибку максимальной кратности) ПКДЗС (256, 180, 14), построенного в соответ-

ORIGINAL ARTICLE

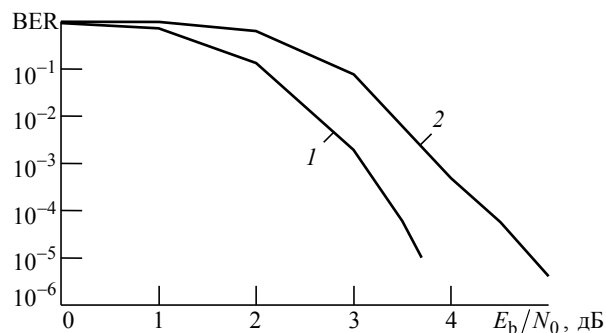
Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Radio electronic facilities for signal transmission, reception and processing

Рис. 3. Корректирующая способность кодов

Fig. 3. Codes error correction capability: 1 – polar code with dynamic frozen symbols (256, 180, 14); 2 – low-density parity-check code

ствии с методом, описанным в [3] (кривая 1), в сравнении с кодом с малой плотностью проверок на четность [7] (кривая 2) для случая аддитивного гауссовского канала с двоичной фазовой модуляцией. Видно, что полярный код обеспечивает энергетический выигрыш около 1 дБ, что достигается за счет большего минимального расстояния ПКДЗС.

Алгоритм декодирования. Разберем вариант реализации радиоканала, для чего рассмотрим алгоритм декодирования на приемной стороне.

В канале ионосферной связи мощность принимаемого сигнала существенно изменяется во времени. В связи с этим возникает необходимость адаптации параметров передачи, таких, как соотношение информационных символов (бит) и дополнительных бит в случае избыточного помехозащищенного кодирования, или скорости передачи, требующая выполнения следующих условий:

1) быстрой и точной оценки характеристик канала;

2) допустимых затрат на адаптивность.

Для задания кода $\mathbf{u}$, следовательно, для вычисления контрольных символов по известным информационным можно использовать один из способов задания подпространства размера k в пространстве размера n . Напомним, что задание пространства предполагает и задание поля, откуда берутся коэффициенты разложения вектора по базису (координаты вектора). Рассмотренные ранее коды, кроме кода Рида–Соломона, заданы над двоичным полем, а последний – над расширением двоичного поля, имеющим количество элементов, совпадающее с размером вектора $\mathbf{y}_0^{N-1}$.

Пусть на приемной стороне принят вектор $\mathbf{y}_0^{N-1}$, характеризующий информационное сообщение. Для точного распознавания принятого информационного сообщения необходимо и достаточно использовать последовательный алгоритм декодирования, состоящий из следующих шагов:

Шаг 1. В приоритетную очередь* добавляется путь нулевой длины и вероятности $\Omega(0)$. Функция

$$\Omega(i) \approx \prod_{\substack{j < i, \\ j \in F}} (1 - P_j)$$

характеризует вероятность неправильного принятия решения относительно символа u_i при известных значениях ранее принятых символов (P_j – вероятность ошибки при приеме ранее переданного j -го символа ($j < i, j \in F$)). Значения P_j вычисляются с помощью метода гауссовской аппроксимации [5].

Шаг 2. Из приоритетной очереди выбирается путь в кодовом дереве $\mathbf{u}_0^{N-1}$ с наибольшей оценкой вероятности $W(\mathbf{u}_0^{i-1} | \mathbf{y}_0^{N-1})$. Если длина этого пути равна N , то соответствующее кодовое слово считается сформированным и декодер завершает работу.

Если символ u_i является (динамически) замороженным, вычисляется его значение согласно (1). В противном случае далее отдельно рассматриваются случаи $u_i = 0$, $u_i = 1$. Вычисляются оценки вероятности наиболее правдоподобного кодового слова $\mathbf{u} B_m G_N$ полярного кода, задаваемого вектором $\mathbf{u}$ с префиксом $\mathbf{u}_0^i$:

$$W(\mathbf{u}_0^{i-1} | \mathbf{y}_0^{N-1}) = P(\mathbf{u}_0^{i-1} | \mathbf{y}_0^{N-1}) \Omega(i).$$

Векторы $\mathbf{u}_0^i$ помещаются в приоритетную очередь.

Шаг 3. Если количество путей $\mathbf{u}_0^{i-1}$ длины i , когда-либо извлеченных декодером, превышает заданный порог L , из приоритетной очереди удаляются все пути длины i и менее. Если количество путей в приоритетной очереди превышает некоторый параметр Θ , пути с наименьшими значениями $W(\mathbf{u}_0^{i-1} | \mathbf{y}_0^{N-1})$ удаляются, после чего происходит возврат на шаг 2.

* Приоритетная очередь – структура данных типа очереди, в которой каждому элементу присвоен приоритет.

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Radio electronic facilities for signal transmission, reception and processing

ORIGINAL ARTICLE

При увеличении значений параметров L и Θ вероятности ошибки уменьшаются с одновременным увеличением сложности декодирования. При достаточно больших значениях этих параметров реализуется декодирование почти по максимуму правдоподобия.

В некоторых случаях возвращаемое алгоритмом кодовое слово не является наиболее правдоподобным. Как правило, это происходит вследствие отбрасывания правильного пути на шаге 3, что сопровождается резким увеличением числа итераций, выполняемых декодером. Это можно использовать для обнаружения ошибки декодирования: декодер возвращает флаг ошибки, если число итераций рассмотренного алгоритма превышает некоторое пороговое значение, зависящее от кода.

Описанный алгоритм обеспечивает принятие решений по качественному использованию канального ресурса с достаточным уровнем правдоподобия и надежности передачи информации, заключенной в описанной кодовой конструкции. Перейдем к рассмотрению ПО, реализующего рассмотренный алгоритм.

Протоколы передачи. Рассмотрим действующие протоколы передачи, необходимые для корректной работы проектируемой радиосистемы и программно-конфигурируемого радиоканала. В проектируемой радиосистеме предусмотрено два протокола передачи – вещательный и полудуплексный, описанные далее с точки зрения применения в ПО радиосистемы.

Вещательный протокол. Данный протокол предназначен для односторонней связи и осуществления гарантированной доставки сообщений, что реализуется многократным повторением сообщения передатчиком. Он характеризуется периодами приема и передачи информации. В протоколе предусмотрено кодирование сообщения, в связи с чем данные передаются в виде кадров данных, структура которых представлена в табл. 1.

Таблица 1. Структура кадра данных

Table 1. Data frame structure

Заголовок/Header		Кодовое слово/Code word		
Преамбула, байт/ Preamble, byte	ID кода, байт/ Code ID, byte	CRC, байт/ byte	ID пакета, байт/ Package ID, byte	Поле данных/ Data field
6	2	2	1	Переменная длина/ Variable

Таблица 2. Возможные спецификации кодирования и размеры поля данных

Table 2. Possible coding specifications and data field sizes

Спецификация/ Specification	Размер кодового слова, бит/ Size of the code word, bits	Размер данных для кодирования, бит/ Size of the encoding data, bits	Размер поля данных, бит (байт)/ Size of the data field, bits (bytes)
1024_896_6_4.spec	1024	896	872 (109)
1024_768_12_5.spec	1024	768	744 (93)
1024_512_32_5.spec	1024	512	488 (61)
1024_512_28_5.spec	1024	512	488 (61)
1024_256_44_2.spec	1024	256	232 (29)
256_204_12_4.spec	256	204	180 (22)
256_180_14_4.spec	256	180	156 (19)
128_90_12_4.spec	128	90	66 (8)

Заголовок кадра содержит преамбулу, по приеме которой приемник синхронизируется с принимаемыми тактовыми сигналами. Адрес получателя содержится в двухбайтовом поле "ID кода". Кодовое слово состоит из двухбайтового поля контрольной суммы, значение в котором вычисляется по определенному алгоритму (полиному CRC-32), адреса отправителя в однобайтовом поле "ID пакета" и поля данных переменной длины. В зависимости от объема сообщения применяются различные спецификации кодирования, различающиеся размерами поля данных и кодового слова в целом (табл. 2). В спецификации указываются размер кодового слова, объем кодированных данных, скорость передачи и адрес отправителя, разделенные знаком подчеркивания.

При передаче используются кодовые слова стандартной длины, поэтому с учетом переменной длины поля данных его размер может быть несколько уменьшен для соблюдения длины (см. правую колонку табл. 2).

Полудуплексный протокол. Данный протокол может быть использован в программно-конфигурируемом радиоканале. В нем предусмотрен обмен информацией между передатчиком и приемником в формате кадров данных.

Рассмотрим структуру и данные кадра (рис. 4). В начальный момент времени базовой станцией отправляются зонд-сигналы 3, предназначенные для определения начала ионизированного следа [6]. Длительность зонд-сигналов 0.8 мс, задержка между ними составляет 50 мс, что обусловлено минимально возможной задержкой переключения

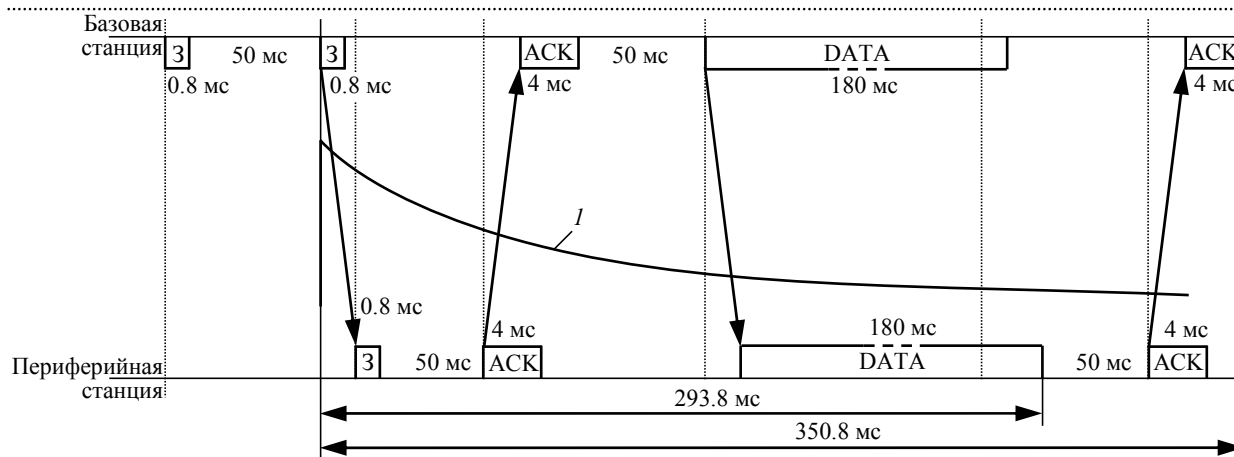


Рис. 4. Структура кадра полудуплексного протокола

Fig. 4. Half-duplex protocol frame structure

антенных коммутаторов. В случае образования ионизированного (метеорного) следа (кривая 1 на рис. 4 условно отображает интенсивность сигнала, отраженного от этого следа) зонд-сигнал поступает на вход периферийной станции, которая, приняв его и оценив возможность передачи информации, переключает антенный коммутатор с приема на передачу и передает сигнал подтверждения ASK об образовании канала (появлении ионизированного (метеорного) следа) на базовую станцию. После приема базовой станцией сигнала ASK возникновение канала фиксируется и по нему выполняется передача данных DATA.

После получения каждого кадра данных с периферийной станции на базовую отправляется подтверждение правильного приема в виде сигнала ASK. В составе этого сигнала передается номер следующего ожидаемого кадра данных. В сигнале ASK, подтверждающем установление ионизированного канала, передается номер кадра 0.

Структура кадра приведена в табл. 3.

Опишем содержание структуры кадров полудуплексного протокола для каждого сигнала более подробно. Сигналы в системах (зондирующий, сигнал подсвета, запросный, ответный, собственное радиоизлучение объекта наблюдения, отраженный сигнал и т. п.) являются электромагнитными

полями, которые характеризуются временной и пространственной структурами [8]. Для обеспечения распознавания и разделения каналов на приеме оборудование демultipлексирования группового сигнала использует режим цикловой синхронизации – процедуру идентификации появления метеорного сигнала в составе совокупности сигналов, принимаемых в рабочем диапазоне частот. Для обозначения начала пакета цифровой информации используются поля "Флаги". Пример двоичного содержания этого поля: 11110000₂ – данных для передачи нет, 00001111₂ – за кадром подтверждения будет передан кадр данных.

В рассматриваемом случае для каждого сообщения используется кодирование, спецификация которого зависит от объема сообщения [9].

Структура кадра данных с одним кодовым словом представлена в табл. 4. Предусмотрен режим работы, при котором несколько кодовых слов объединяются. При этом используется только один заголовок (табл. 5), а кодовые слова идентифицируются по наличию полей "Флаги".

Таблица 4. Структура кадра данных с одним кодовым словом

Table 4. Data frame structure with single code word

Таблица 3. Структура кадра подтверждения

Table 3. Confirmation frame structure

Заголовок кадра/Frame header	
Поле кадра/Frame field	
Название/Name	Размер, байт/Size, bytes
Преамбула/Preamble	6
CRC	2
Флаги/Flags	1
ID пакета/Package ID	1

Поле кадра: Заголовок кадра / Frame field: Frame header	
Название / Name	Размер, байт / Size, bytes
Преамбула / Preamble	6
ID кода / Code ID	2
Поле кадра: Кодовое слово / Frame field: Code word	
Название / Name	Размер, байт / size, bytes
CRC	2
ID пакета / Package ID	1
Поле данных / Data field	Переменная длина / Variable length

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Radio electronic facilities for signal transmission, reception and processing

ORIGINAL ARTICLE

Таблица 5. Структура кадра данных с несколькими кодовыми словами

Table 5. Data frame structure with several code words

Поле кадра: Заголовок кадра / Frame field: Frame header	
Название / Name	Размер, байт / Size, bytes
Преамбула / Preamble	6
ID кода / Code ID	2
Поле кадра: Кодовые слова / Frame field: Code words	
Название / Name	Размер, байт / size, bytes
CRC	2
ID пакета / Package ID	1
Поле данных кодового слова № 1 / Data field of the code word # 1	Переменная длина / Variable length
...	
Поле данных кодового слова № 7 / Data field of the code word # 7	Переменная длина / Variable length

Программное обеспечение приема/передачи.

Для проверки работоспособности предложенных алгоритма и протокола передачи было разработано ПО для приема и передачи информации посредством использования метеорных отражений. ПО поддерживает управление аппаратными и программными средствами приемопередающего модуля, включающего трансивер SunSDR2, обеспечивающий работу аппаратной части в полудуплексном режиме*, и антенный усилитель [2].

Для устойчивой работы ПО требуются следующие аппаратные средства [10]:

- ЭВМ, имеющая процессор архитектуры x86, оперативную память не менее 2 Гбайт, емкость жесткого диска не менее 100 Гбайт, монитор с разрешением экрана не ниже 1024×768 пикселей;
- антенно-фидерные устройства;
- трансивер SunSDR2.

Работа ПО осуществляется в ОС Windows 7 (и более новые версии) с разрядностью x32/x64 под управлением программного пакета Microsoft Visual C++ 2010.

Структурная схема разработанного ПО приведена на рис. 5. ПО построено на основе клиент-серверной архитектуры [11]. Клиентская часть (расположенная на рисунке над "Клиентом") выполняет функции индикации, настройки и управления комплексом, передачи данных, отображения пересылаемой/принимаемой информации на

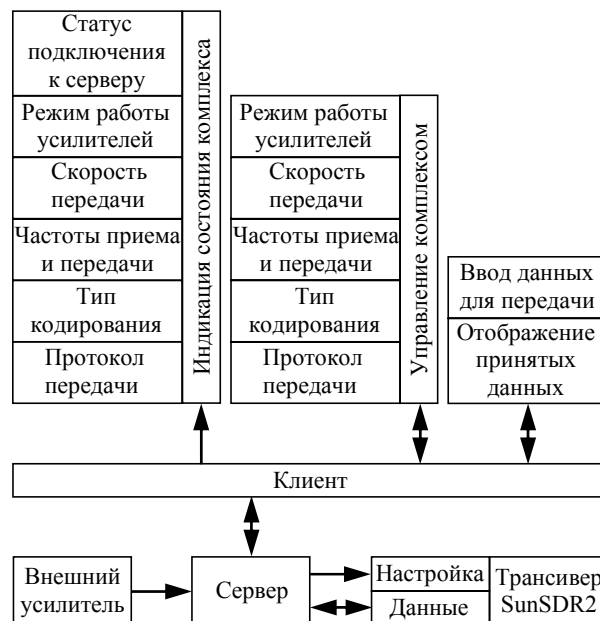


Рис. 5. Структурная схема программного обеспечения приема/передачи

Fig. 5. Block diagram of the receive/transmit software

дисплейном модуле. Результирующие параметры и данные клиентской части передаются на серверную часть для управления трансивером SunSDR2 и передачи данных [12].

На рис. 6 представлен интерфейс ПО при запуске серверной части с настройками адресной и протокольной информации комплекта базовой станции [13]. Согласно рис. 6, входными данными ПО (в зависимости от полуконспекта станции) являются:

- порт серверной части*;
- трасса радиоканала 2;
- IP-адрес и порт трансивера 3;
- мощность передатчика трансивера*;
- скорость передачи 5;
- частота настройки передатчика 6;
- частота настройки приемника 7;
- тип протокола 8;
- тип кодирования (спецификация) 9;
- управление усилителями 10;
- сообщения для передачи 11;
- количество повторений сообщения для передачи по вещательному протоколу 12.

Входные данные имеют буквенно-цифровой формат и вводятся в диалоговом режиме.

Выходные данные имеют буквенно-цифровой или цифровой вид; они выводятся на экран монитора или сохраняются в файлах.

* SunSDR2 поддерживает также и полный дуплексный режим, однако в рассматриваемой системе он не используется.

* Указан на другой странице интерфейса.

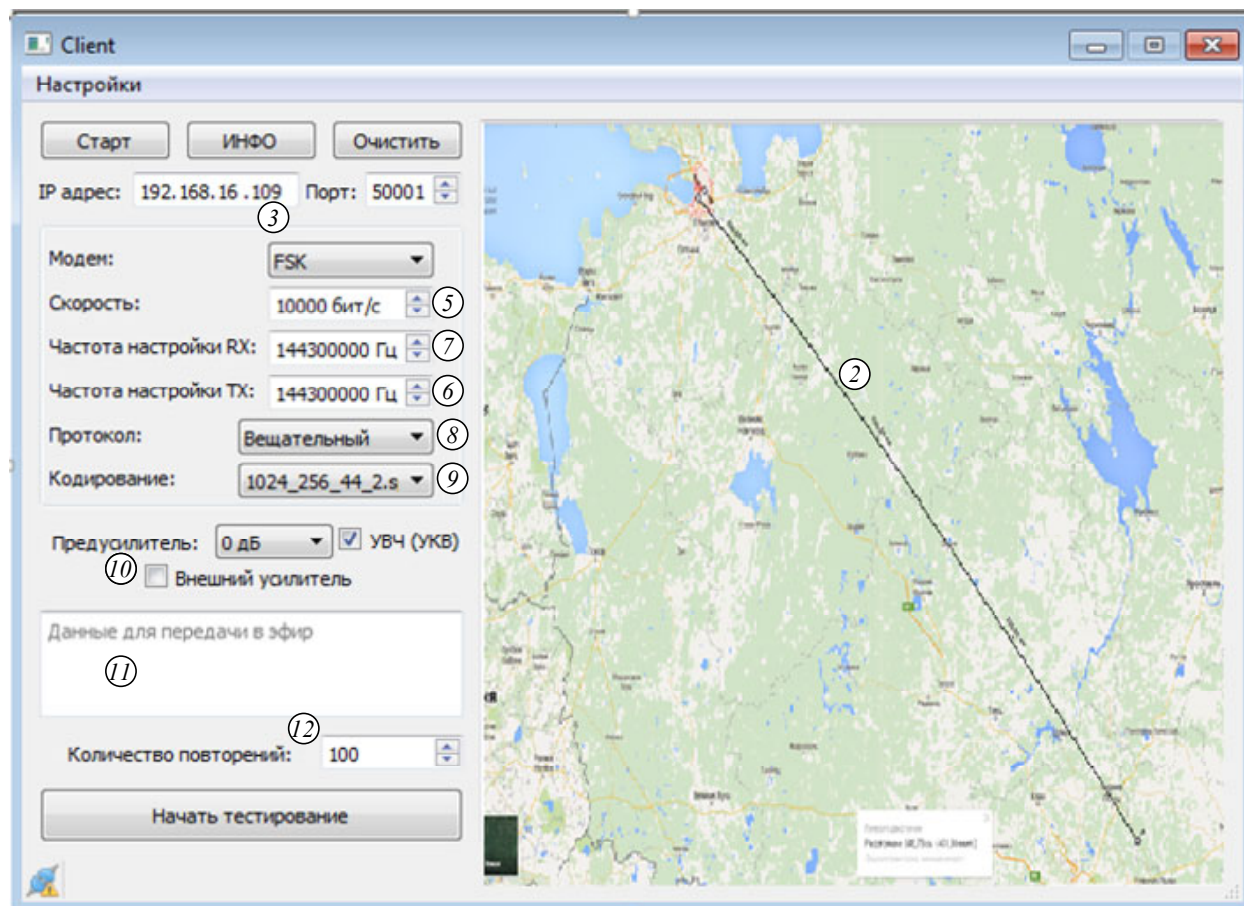


Рис. 6. Интерфейс программы при запуске серверной части канала передачи

Fig. 6. The program interface when running the server part of the transmission channel

Закключение. В настоящее время программно-определяемые радиосистемы представляют большой интерес как в теоретической, так и в практической сфере: они выполняют значительную часть цифровой обработки сигналов на обычном персональном компьютере или на ПЛИС. Цель такой схемы – радиоприемник или радиопередатчик радиосистемы, изменяемый посредством программной реконфигурации. Традиционный аналоговый приемник, где АЦП преобразуют сигналы с выхода аналоговых квадратурных каналов, имеет следующие недостатки: необходимость точной настройки; чувствительность к температуре и к разбросу параметров компонентов; нелинейные искажения; сложность построения перестраиваемых фильтров и фильтров с подавлением более 60 дБ. Но благодаря развитию современной полупроводниковой элементной базы, в первую очередь – АЦП и ЦАП, теперь можно преобразовывать сигнал непосредственно с выхода промежуточной частоты [14].

Указанная технология позволяет заменить разнообразные существующие и разрабатываемые радиоприемники и трансиверы, как серийные, так и, прежде всего, любительские, построенные по сложной супергетеродинной схеме, на ограниченное число доступных аппаратных блоков, работающих под управлением разработанного ПО. Это приведет к упрощению и удешевлению конструкций, существенному улучшению характеристик, поддержке любых видов модуляции, появлению большого количества сервисных функций, а также ускорит разработку, поскольку ПО может совершенствоваться одновременно всем сообществом [15]. Такое стало возможно с появлением доступных быстрых ЦАП и АЦП и удешевлением ПЭВМ и DSP-процессоров.

Анализируя такую важную техническую характеристику радиосистем, как помехоустойчивость, можно сделать вывод, что радиосистемы с двухсторонним протоколом обмена имеют ряд неоспоримых технических преимуществ по срав-

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Radio electronic facilities for signal transmission, reception and processing

ORIGINAL ARTICLE

нению с радиосистемами с односторонним протоколом обмена и в настоящий момент являются единственно надежной альтернативой проводным системам. Если связь не может быть восстановлена даже после таких действий, как смена частотных каналов, изменение мощности излучения, изменение периода выхода в радиоэфир, то в данном случае наблюдается преднамеренное технически подготовленное саботирование работы системы: постановка широкополосной помехи во всем разрешенном диапазоне частот.

В настоящей статье приведена структура и функциональное описание разработанного программно-конфигурируемого радиоканала и исследована имитационная модель радиоинтерфейса. В результате рассмотрения структуры и функционального описания разработанного ПО можно сделать вывод, что разработанное для исследова-

ния достоверности и работоспособности предложенного алгоритма и протокола передачи ПО может быть использовано для приема и передачи информации посредством использования ионосферных отражений. В дальнейшем планируется провести обзор и анализ архитектуры программно-определяемой радиосистемы в среде LabView [16], оценить устойчивость работы при передаче информации в условиях многолучевости.

В дальнейшем планируется также провести исследования прохождения сигналов OFDM через многолучевые каналы связи с замираниями Рэлея и Райса. Полученная модель позволит оценить помехоустойчивость при различной длине циклического префикса OFDM-символа, мощности основного луча в модели Райса и наблюдать за поведением сигнального созвездия при воздействии различных нестабильностей.

Список литературы

1. Галкин В. А. Основы программно-конфигурируемого радио. М.: Горячая линия–Телеком, 2013. 372 с.
2. Трусов В. А., Горячев Н. В., Баннов В. Я. Программно-определяемые приемопередатчики и их применение // Молодой ученый. 2014. № 21. С. 234–236.
3. Воробьев О. В., Рыбаков А. И. Вариант реализации двуправленной связи в СМС (системе метеорной связи). Описание программно-аппаратного комплекса СМС // Материалы VII Междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф. "Актуальные проблемы инфокоммуникаций в науке и образовании", СПб., 1–2 марта 2017 г. / СПбГУТ. СПб., 2017. Т. 1. С. 128–133.
4. Качнов А. В., Рыбаков А. И. Разработка мобильной системы информационного обеспечения с использованием каналов метеорной связи // Материалы V Междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф. "Актуальные проблемы инфокоммуникаций в науке и образовании", СПб., 10–11 марта 2016 г. / СПбГУТ. СПб., 2016. С. 177–181.
5. Горелкин Г. А., Горшков А. В., Тулемисов У. М. Модель проектирования информационных систем в условиях потока новых информационных технологий // Системы высокой доступности. 2011. № 1. С. 62–64.
6. Arian E. Channel Polarization: a Method for Constructing Capacity-Achieving Codes for Symmetric Binary-Input Memoryless Channels // IEEE Trans. on Information Theory. 2009. Vol. IT-55, iss. 7. P. 3051–3073. doi: 10.1109/TIT.2009.2021379
7. Trifonov P. Efficient Design and Decoding of Polar Codes // IEEE Trans. on Communications. 2012. Vol. 60, iss. Com-11. P. 3221–3227. doi: 10.1109/TCOMM.2012.081512.110872
8. Горячев Н. В., Танатов М. К., Юрков Н. К. Исследование и разработка средств и методик анализа и автоматизированного выбора систем охлаждения радиоэлектронной аппаратуры // Надежность и качество сложных систем. 2013. № 3. С. 70–75.
9. Солонина А. И., Клионский Д. М. Цифровая обработка сигналов и Matlab. СПб.: БХВ-Петербург, 2013. 512 с.
10. Петров С. А., Нефедьев А. И. Микроконтроллеры измерительных систем / ВолгГТУ. Волгоград, 2015. 112 с.
11. Мэй Х., Го Я. Повсеместные операционные системы // Открытые системы. СУБД. 2018. № 1. URL: <https://www.osp.ru/os/2018/01/13053933/> (дата обращения: 19.06.19)
12. Рыбаков А. И. Программное обеспечение с многокритериальными алгоритмами обработки информации / Свид. о государственной регистрации программы для ЭВМ РФ № 2018615443; опубл. 08.05.2018. Бюл. № 5.
13. Trifonov P., Miloslavskaya V. Polar Codes with Dynamic Frozen Symbols and their Decoding by Directed Search // Proc. of IEEE Information Theory Workshop, Sevilla, Spain, 9–13 Sept. 2013. doi: 10.1109/ITW.2013.6691213
14. Василевский В. В., Панюшкин В. А., Пузырев П. И. Оптимизация схемы тактовой синхронизации программно-конфигурируемого цифрового приемника на процессоре TMS320VC55XX // Ползуновский вестн. 2010. № 2. С. 196–199.
15. Смелянский Р. Технологии реализации программно конфигурируемых сетей: overlay vs openflow // Журн. сетевых решений LAN. 2014. № 4. С. 53–55.

16. MacKay D. J. C. Encyclopedia of Sparse Graph Codes. URL: <http://www.inference.phy.cam.ac.uk/mackay/codes/data.html> (дата обращения: 13.05.2019)

Информация об авторах

Воробьев Олег Владимирович – кандидат технических наук (1983), профессор (2001), заведующий кафедрой радиопередающих устройств и средств подвижной связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. Автор более 70 научных публикаций. Сфера научных интересов – современные радиопередающие и радиоприемные устройства; теоретические и практические вопросы, связанные с цифровой обработкой радио- и аудиосигналов; технологии наземных и спутниковых систем цифрового радиовещания.

E-mail: vorobievov@bk.ru

<http://orcid.org/0000-0003-3546-2929>

Рыбаков Алексей Игоревич – инженер по специальности "Средства связи с подвижными объектами" (2014, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича), аспирант, ассистент кафедры радиопередающих устройств и средств подвижной связи названного университета. Автор 21 научной публикации. Сфера научных интересов – современные радиопередающие и радиоприемные устройства; теоретические и практические вопросы, связанные с цифровой обработкой радио- и аудиосигналов; системы стационарной и мобильной радиосвязи.

E-mail: lexeus.r1@gmail.com

<http://orcid.org/0000-0003-0147-4462>

References

1. Galkin V. A. *Osnovy programmno-konfiguriruемого radio* [Basics of Software Configurable Radio]. Moscow, Goryachaya liniya-Telekom, 2013, 372 p. (In Russ.)
2. Trusov V. A., Goryachev N. V., Bannov V. Ya. Software-defined Transceivers and Their Application. *Molodoi uchenyi* [Young Scientist]. 2014, no. 21, pp. 234–236. (In Russ.)
3. Vorob'ev O. V., Rybakov A. I. *Variant realizatsii dvunapravlennoi svyazi v SMS (sisteme meteornoi svyazi). Opisaniye programmno-apparatnogo kompleksa SMS* [Variant of Bidirectional Communication in SMS (Meteor Communication System). Description of the Hardware-Software Complex SMS]. Materials VII International scientific and technical and scientific method. conf. "Actual problems of infocommunications in science and education". March 1–2, 2017, St. Petersburg. SPb, SPbGUT, 2017, vol. 1, pp. 128–133. (In Russ.)
4. Kachnov A. V., Rybakov A. I. *Razrabotka mobil'noi sistemy informatsionnogo obespecheniya s ispol'zovaniem kanalov meteornoi svyazi* [Development of a Mobile Information Support System Using Meteor Communication Channels]. Mater. V Int. scientific and technical and scientific method. conf. "Actual problems of infocommunications in science and education." March 10–11, 2016, St. Petersburg, SPb, SPbGUT, 2016, pp. 177–181. (In Russ.)
5. Gorelkin G. A., Gorshkov A. V., Tulemisov U. M. A Model for Designing Information Systems in a Flow of New Information Technologies. *Journal Highly available systems*. 2011, no. 1, pp. 62–64. (In Russ.)
6. Arkan E. Channel Polarization: a Method for Constructing Capacity-Achieving Codes for Symmetric Binary-Input Memoryless Channels. *IEEE Trans. on Information Theory*. 2009, vol. IT-55, iss. 7, pp. 3051–3073. doi: 10.1109/TIT.2009.2021379
7. Trifonov P. Efficient Design and Decoding of Polar Codes. *IEEE Trans. on Communications*. 2012, vol. 60, iss. Com-11, pp. 3221–3227. doi: 10.1109/TCOMM.2012.081512.110872
8. Goryachev N. V., Tanatov M. K., Yurkov N. K. Research and Development of Tools and Techniques for Analysis and Automated Selection of Cooling Systems for Electronic Equipment. *Reliability & Quality of Complex Systems*. 2013, no. 3, pp. 70–75. (In Russ.)
9. Solonina A. I., Klionskii D. M. *Tsifrovaya obrabotka signalov i Matlab* [Digital Signal Processing and Matlab]. SPb, BKhV-Peterburg, 2013, 512 p. (In Russ.)
10. Petrov S. A., Nefed'ev A. I. *Mikrokontrollery izmeritel'nykh sistem* [Microcontrollers of Measuring Systems]. Volgograd, VolgGTU, 2015, 112 p. (In Russ.)
11. Mei Kh., Go Ya. Ubiquitous Operating Systems. *Open Systems.DBMS*. 2018, no. 1. Available at: <https://www.osp.ru/os/2018/01/13053933/> (accessed 19.06.19).
12. Rybakov A. I. *Programmnoye obespechenie s mnogokriterial'nymi algoritmami obrabotki informatsii* [Software with Multicriteria Information Processing Algorithms]. Certificate of state registration of the computer program of the Russian Federation no. 2018615443. Publ. 08.05.2018. Bull, no. 5. (In Russ.)
13. Trifonov P., Miloslavskaya V. Polar Codes with Dynamic Frozen Symbols and their Decoding by Directed Search. *Proc. of IEEE Information Theory Workshop*. Sevilla, Spain, 9–13 Sept. 2013. doi: 10.1109/ITW.2013.6691213

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Radio electronic facilities for signal transmission, reception and processing

ORIGINAL ARTICLE

14. Vasilevskii V. V., Panyushkin V. A., Puzyrev P. I. Optimization of the Clock Synchronization Scheme of a Software-Configurable Digital Receiver on the TMS320VC55XX Processor. *Polzunovsky vestnik*. 2010, no. 2, pp. 196–199. (In Russ.)

15. Smelyanskii R. Technologies for Implementing Software-Configured Networks: overlay vs openflow. *Zhurnal setevykh reshenii* LAN. 2014, no. 4, pp. 53–55. (In Russ.)

16. MacKay D. J. C. Encyclopedia of Sparse Graph Codes. Available at: <http://www.inference.phy.cam.ac.uk/mackay/codes/data.html> (accessed 13.05.2019)

Information about the authors

Oleg V. Vorobyov – Cand. Sci. (Engineering) (1983), Professor (2001), Head of the Department of Radio Transmitters and Mobile Communications of Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications. The author of more than 70 scientific publications. Area of expertise: modern radio transmitters and receivers; theoretical and practical issues related to digital processing of radio and audio signals; terrestrial and satellite digital broadcasting systems.

E-mail: vorobievov@bk.ru

<http://orcid.org/0000-0003-3546-2929>

Alexey I. Rybakov – Dipl.-engineer on "Means of communication with mobile objects" (2014, Bonch-Bruевич Saint Petersburg State University of Telecommunications), Postgraduate student, assistant of the Department of Radio Transmitters and Mobile Communications of named university. The author of 21 scientific publications. Area of expertise: modern radio transmitters and receivers; theoretical and practical issues related to digital processing of radio and audio signals; fixed and mobile radio systems.

E-mail: lexeus.r1@gmail.com

<http://orcid.org/0000-0003-0147-4462>

УДК 621.372.833

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-4-31-44>

Широкополосный волноводно-микрополосковый переход для частотного диапазона 60 ГГц

А. В. Можаровский^{1✉}, А. А. Артеменко¹,
Р. О. Масленников¹, И. Б. Вендик²

¹ООО "Радио Гигабит"

ул. Ошарская, д. 95, корп. 2, Нижний Новгород, 603105, Россия

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

✉ andrey.mozharovskiy@radiogigabit.com

Аннотация

Введение. Частотный диапазон вблизи 60 ГГц – один из наиболее перспективных для создания высокоскоростных систем связи нового поколения за счет использования широкой полосы частот передаваемых сигналов, существенно превышающей доступные значения до 6 ГГц в традиционных частотных диапазонах. Активное развитие систем связи диапазона около 60 ГГц подкрепляется расширением многообразия соответствующих полупроводниковых компонентов и планарных устройств, реализуемых на СВЧ печатных платах и имеющих интерфейс на основе микрополосковых линий передачи. Для измерения и отладки полупроводниковых компонентов и планарных устройств возникает необходимость их соединения с волноводным интерфейсом измерительного оборудования, что может быть выполнено с помощью волноводно-микрополоскового перехода.

Цель работы. Разработка и исследование планарного широкополосного волноводно-микрополоскового перехода для частотного диапазона около 60 ГГц, обеспечивающего малый уровень вносимых потерь.

Материалы и методы. Для достижения поставленной цели проанализировано влияние неоднородностей в структуре перехода на его характеристики, а также исследованы методы устранения таких неоднородностей. Анализ влияния неоднородностей и расчет характеристик разработанного перехода выполнены с помощью электродинамического моделирования и подтверждены результатами экспериментального исследования изготовленных образцов широкополосного волноводно-микрополоскового перехода.

Результаты. Разработанный переход основан на электромагнитном взаимодействии через щелевую апертуру в экране микрополосковой линии и не содержит в своей структуре слепых переходных отверстий, часто применяемых для переходов миллиметрового диапазона частот, но значительно увеличивающих сложность и стоимость изготовления. Переход выполнен с возможностью непосредственного подсоединения к отрезку прямоугольного волновода стандартного сечения WR-15 без дополнительных модификаций в структуре волновода. По результатам моделирования и экспериментального исследования полоса пропускания перехода равна полной полосе пропускания волновода WR-15, а именно 50...75 ГГц по уровню –2 дБ коэффициента прохождения, а потери, вносимые в передаваемый сигнал, не превышают 0.8 дБ на частоте 60 ГГц.

Заключение. Широкая полоса пропускания сигнала, небольшие потери, устойчивость к неточностям изготовления и простота интеграции позволяют использовать волноводно-микрополосковый переход для соединения различных микрополосковых и волноводных устройств миллиметрового диапазона длин волн.

Ключевые слова: миллиметровый диапазон длин волн, волноводно-микрополосковый переход, печатная плата, металлический волновод

Для цитирования: Широкополосный волноводно-микрополосковый переход для частотного диапазона 60 ГГц / А. В. Можаровский, А. А. Артеменко, Р. О. Масленников, И. Б. Вендик // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 4. С. 31–44. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-31-44

© Можаровский А. В., Артеменко А. А., Масленников Р. О., Вендик И. Б., 2019



Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License
This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 27.03.2019; принята к публикации после рецензирования 16.08.2019; опубликована онлайн 27.09.2019

Design of Wideband Waveguide-to-Microstrip Transition for 60 GHz Frequency Band

**Andrei V. Mozharovskiy^{1✉}, Aleksey A. Artemenko¹,
Roman O. Maslennikov¹, Irina B. Vendik²**

¹LLC "Radio Gigabit"

95, bld. 2, Osharskaya Str., 603105, Nizhny Novgorod, Russia

²Saint Petersburg Electrotechnical University

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

✉ andrey.mozharovskiy@radiogigabit.com

Abstract

Introduction. The frequency band around 60 GHz is one of the most promising to realize new generation communication systems with high data rate due to the utilization of a wide operational frequency band that significantly exceeds traditional frequency bands below 6 GHz. High interest in the development of 60 GHz communication systems is related to the recent evolution of MMIC technology that allows creating effective components for this band and the variety of planar devices. Both are typically realized on printed circuit boards and have interfaces that are based on microstrip lines. The wideband waveguide-to-microstrip transition is required to test various active and passive planar devices with microstrip interfaces in order to provide an effective interconnection between the standard waveguide interface of measurement equipment and planar microstrip structures.

Objective. The paper deals with the design of planar wideband waveguide-to-microstrip transition with low insertion loss level in the 60 GHz frequency band.

Materials and methods. The main objective is achieved by analyzing of discontinuities in waveguide-to-microstrip transition structure and their influence on transition characteristics. The transition characteristics are analyzed using full-wave electromagnetic simulation and confirmed with experimental investigation of designed wideband waveguide-to-microstrip transition samples.

Results. The designed transition is based on an electromagnetic coupling through a slot aperture in a microstrip line ground plane. The transition is performed without using blind vias in its structure that provides low production cost and allows integrating the WR-15 rectangular waveguide in a simple manner without any modifications in the waveguide structure. Results of the electromagnetic simulation are confirmed with experimental investigations of the fabricated waveguide-to-microstrip transition samples. The designed transition provides operation in the nominal bandwidth of the WR-15 waveguide, namely, 50...75 GHz with the insertion loss level of 2 dB and with less than 0.8 dB insertion loss level at the 60 GHz frequency.

Conclusion. The designed waveguide-to-microstrip transition can be considered as an effective solution for interconnection between various waveguide and microstrip millimeter-wave devices due to its wideband performance, low insertion loss level, simple integration and robustness to the manufacturing tolerances structure.

Key words: millimeter wave band; waveguide-to-microstrip transition; printed circuit board; hollow metal waveguide

For citation: Mozharovskiy A. V., Artemenko A. A., Maslennikov R. O., Vendik I. B. Design of Wideband Waveguide-to-Microstrip Transition for 60 GHz Frequency Band. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 4, pp. 31–44. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-31-44

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

Submitted 27.03.2019; accepted 16.08.2019; published online 27.09.2019

Введение. Активное развитие систем высокоскоростной радиосвязи обусловлено в настоящее время необходимостью беспроводной передачи больших объемов информации, таких как интернет-трафик, мультимедиа и потоковое видео высокого разрешения. Миллиметровый диапазон длин волн (30...300 ГГц) является привлекательным для создания таких систем, поскольку он обеспечивает возможность использования для передачи сигнала широких полос частот вплоть до нескольких гигагерц, что обуславливает значительное увеличение скорости передачи.

Внимание многих разработчиков коммерческих систем связи привлекает диапазон частот около 60 ГГц, в котором уже работают системы Wi-Fi нового поколения [1], радиорелейные линии для сотовых систем связи, сети фиксированного беспроводного доступа, а также будут развернуты мобильные сети следующего 5-го поколения [2]. В этот диапазон входит линия поглощения кислорода, что определяет большие значения затухания электромагнитной энергии при распространении, вплоть до 16 дБ/км [3]. Это существенно ограничивает возможность использования указанного диапазона для передачи данных на большие расстояния. В связи с этим в большинстве стран для данного диапазона упрощена (или отсутствует) процедура лицензирования частот и устройств, а также приняты ослабленные регуляторные ограничения [4–6]. Благодаря этому частотный диапазон вблизи 60 ГГц получил наибольшее развитие для систем связи, предназначенных для работы на короткие расстояния: до 10...20 м внутри помещений и до 300...500 м вне помещений [1, 7].

Большой интерес к разработке систем высокоскоростной радиосвязи частотного диапазона вблизи 60 ГГц подкрепляется также активным развитием и расширением соответствующей полупроводниковой компонентной базы. Различные устройства миллиметрового диапазона частот, в том числе, например, маломощные усилители (МШУ), смесители, фильтры и антенны, выполняются в основном в виде планарных микрополосковых структур с использованием таких технологий, как СВЧ печатные платы, низкотемпературная совместно обжигаемая керамика (Low Temperature Co-Fired Ceramic – LTCC), полупроводниковые технологии.

Измерительное оборудование миллиметрового диапазона длин волн обычно имеет волноводный

интерфейс, что гарантирует малые потери распространения, возможность передачи сигналов большой мощности и простой способ подсоединения исследуемых устройств. Для измерения и отладки планарных устройств необходимо их соединение с волноводным интерфейсом измерительного оборудования. Для передачи сигнала от микрополосковых устройств к волноводному измерительному оборудованию необходимо использование волноводно-микрополоскового перехода.

В настоящей статье представлены разработка и исследование планарного широкополосного волноводно-микрополоскового перехода для частотного диапазона около 60 ГГц с использованием распространенной высокочастотной технологии изготовления печатных плат. К переходу предъявлены требования обеспечения малого уровня вносимых потерь, широкой полосы пропускания сигнала и устойчивости характеристик к неточностям изготовления. Также важно обеспечить возможность непосредственного подключения стандартного волновода WR-15 к разработанному переходу без необходимости модификаций в структуре волновода, что характерно для многих типов аналогичных волноводно-микрополосковых переходов [8–17].

Важной проблемой при разработке волноводно-микрополоскового перехода является обеспечение малого уровня потерь на прохождение, поскольку с повышением рабочей частоты до миллиметрового диапазона существенно возрастают потери в печатных структурах при возникновении неоднородностей. Таким образом, важной научной задачей является анализ влияния неоднородностей в структуре перехода на его характеристики, а также исследование методов устранения таких неоднородностей.

Для решения поставленной задачи была выбрана структура волноводно-микрополоскового перехода, основанная на электромагнитном взаимодействии через щелевую апертуру в экране микрополосковой линии [18–20]. Для концентрации электромагнитной энергии в области перехода используются металлизированные переходные отверстия, соединяющие волновод по всему периметру (кроме небольшого промежутка в месте подведения сигнала микрополосковой линией) с экранирующим проводником, расположенные на внутреннем уровне печатной платы, что позволяет эффективно продлить волновод в теле печатной платы и расположить излучающий элемент

внутри волновода. Важной задачей является исследование влияния величины промежутка в металлизированных сквозных переходных отверстиях, необходимого для подведения сигнала микрополосковой линией. Для устранения эффекта влияния промежутка в переходных отверстиях рассмотрено размещение непосредственно по центру подводящей микрополосковой линии дополнительного переходного отверстия, электрически соединяющего подводящий волновод с экраном микрополосковой линии. Изучено два подхода к реализации такого переходного отверстия: на основе глухого отверстия, соединяющего верхний слой печатной платы и экран микрополосковой линии, а также оригинальный подход на основе сквозного отверстия, существенно упрощающий технологические требования и уменьшающий стоимость изготовления печатной платы.

Постановка задачи. Рассмотрим основные характеристики прямоугольного волновода и микрополосковой линии.

Полые металлические волноводы находят широкое применение в случаях, когда необходимо обеспечить малые потери распространения сигнала или передачу сигналов большой мощности на высоких частотах. Прямоугольные волноводы используются для передачи сигналов с линейной поляризацией, а волноводы с круглым или квадратным сечением – с круговой или двумя ортогональными линейными поляризациями. Из-за ограничений по размеру и массе жесткие волноводы обычно используются на частотах от 1 ГГц до сотен гигагерц [21].

Все волноводы могут быть классифицированы по размеру, полностью определяющему их частотную полосу пропускания. Одна из основных классификаций прямоугольных волноводов дана Международной электротехнической комиссией (International Electrotechnical Commission – IEC) в соответствующем стандарте [22]. Так, например, в соответствии с данной классификацией волновод WR-15, имеющий поперечное сечение 3.75×1.88 мм, предназначен для передачи сигналов с частотой 50...75 ГГц.

Основной модой сигнала, распространяющегося в прямоугольном волноводе, является мода TE_{10} , не имеющая составляющей электрического поля по направлению распространения сигнала.

Наименьшая частота распространения нижней моды TE_{10} в волноводе WR-15 составляет

39.97 ГГц. Наименьшие частоты распространения более высоких мод имеют большие значения, что обеспечивает некоторую полосу частот, в которой распространяется только одна, основная, мода. Для волновода WR-15 ближайшей модой является TE_{20} , которая распространяется на частотах более 80 ГГц. Таким образом, полосу пропускания волновода WR-15 можно строго считать равной 40...80 ГГц. Однако для обеспечения наилучшей передачи сигнала стандартом рекомендуется использовать волновод WR-15 для сигналов с полосой частот 50...75 ГГц.

Микрополосковая линия представляет собой планарную структуру, состоящую из центрального проводника, отделенного от проводящего экрана диэлектрической подложкой. Микрополосковая линия проста в изготовлении с использованием технологии печатных плат, которая имеет низкую стоимость в массовом производстве. К недостаткам по сравнению с прямоугольным волноводом можно отнести ограничения по мощности передаваемого сигнала и большой уровень потерь. Аналитическое исследование микрополосковой линии представлено во многих источниках, например в [20].

Основной распространяющейся модой в микрополосковых линиях передачи является квази-ТЕМ-мода. Отличие от чистой ТЕМ-моды, для которой отсутствуют продольные составляющие электрического и магнитного полей, определяется тем, что данная линия не является симметричной и только часть электрического поля концентрируется в подложке между микрополоском и заземленным экраном, а остальная часть – рядом с микрополоском в воздухе. Это приводит к различиям в структуре полей в воздухе (относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon = 1$) и в подложке ($\epsilon > 1$) и, как следствие, к появлению продольных составляющих электрического поля, которые становятся более заметными с ростом частоты.

Структуры электрического и магнитного полей прямоугольного волновода и микрополосковой линии имеют значительное сходство, что обеспечивает возможность разработки волноводно-микрополоскового перехода в широкой полосе частот.

В литературе описано многообразие волноводно-микрополосковых переходов: с использованием отрезка проводника, помещенного внутрь волновода [8–11], с использованием согласующего

ORIGINAL ARTICLE

Электродинамика, микроволновая техника, антенны
Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

металлического гребня [12], основанных на электромагнитном взаимодействии через щель в стенке волновода [13, 14]. Однако такие переходы мало приспособлены для работы в миллиметровом диапазоне частот, так как требуют модификаций в структуре волновода, которые должны выполняться с очень высокой точностью, что приводит к значительному увеличению стоимости их изготовления и трудностям монтажа.

Наиболее перспективными в миллиметровом диапазоне частот являются волноводно-микрополосковые переходы с электромагнитным (бесконтактным) взаимодействием через щелевую апертуру в проводнике экрана микрополосковой линии [18, 19]. Данный тип перехода не требует модификаций в структуре волновода, что обеспечивает простое подключение планарных устройств и устойчивость к неточностям изготовления.

Волноводно-микрополосковые переходы с электромагнитным взаимодействием через щелевую апертуру в проводящем экране микрополосковой линии, предназначенные для работы на частоте 60 ГГц, часто выполняются на керамической подложке по технологии LTCC, что обусловлено большей точностью изготовления, широкими технологическими возможностями и малым уровнем потерь. Однако использование этой технологии приводит к значительно большей стоимости и срокам изготовления в сравнении со стандартными высокочастотными технологиями изготовления печатных плат. Возможность применения стандартных материалов высокочастотных печатных плат для разработки волноводно-

микрополосковых переходов миллиметрового диапазона частот была показана в [19]. Однако представленный в [19] переход имел ограниченную полосу пропускания (11.5 % по отношению к центральной частоте 60 ГГц) и значительный уровень потерь (около 2 дБ на частоте 60 ГГц). Кроме того, в структуре волноводно-микрополоскового перехода, представленного в [18], использовались глухие металлизированные переходные отверстия, что существенно увеличивает стоимость изготовления и сопровождается существенными технологическими ограничениями.

В настоящей статье представлена разработка широкополосного волноводно-микрополоскового перехода с малыми потерями на частоте 60 ГГц с использованием стандартной технологии изготовления печатных плат. Разработка выполнена с применением электродинамического моделирования и исследований характеристик экспериментального образца перехода.

Результаты электродинамического моделирования волноводно-микрополоскового перехода. Для разработанного волноводно-микрополоскового перехода выбрана структура, представленная на рис. 1: *a* – продольный разрез; *б* – вид сверху; *в* – вид снизу. В качестве материала диэлектрической подложки использован СВЧ-материал RO4003С фирмы "Rogers", обладающий на частоте 60 ГГц $\varepsilon = 3.54$ [23]. Значения тангенса угла диэлектрических потерь $\tan \delta = 0.0058$ задавались в соответствии с экспериментальными данными, представленными в [24].

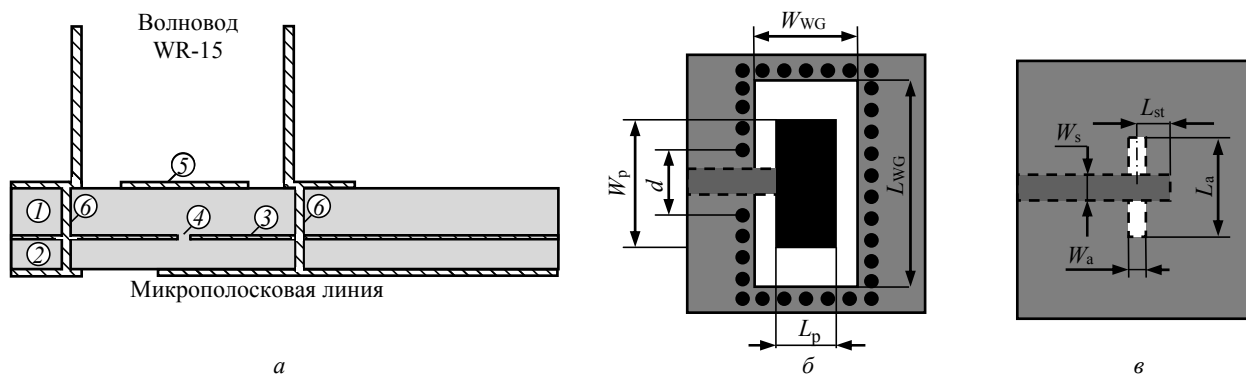


Рис. 1. Структура волноводно-микрополоскового перехода

Fig. 1. The waveguide-to-microstrip transition structure: *a* – cross-section; *б* – top view; *в* – bottom view

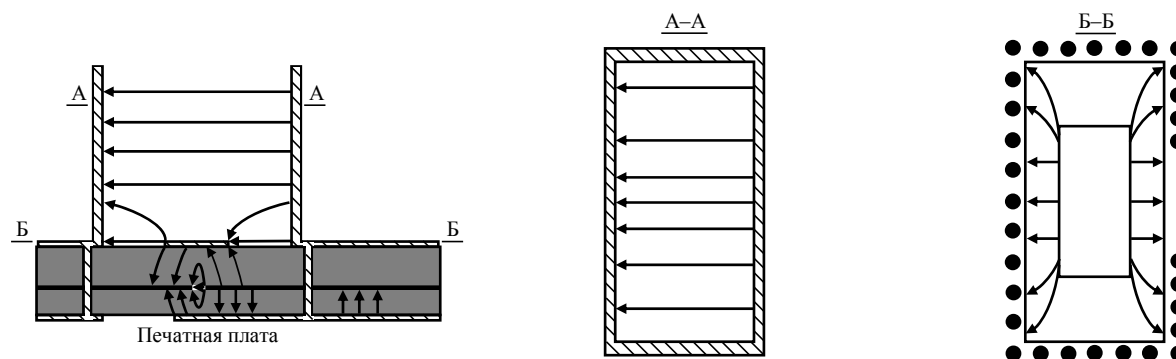


Рис. 2. Структура электрических полей в волноводно-микрорисполосковом переходе

Fig. 2. The electric fields distribution in the waveguide-to-microstrip transition

Рассматриваемая структура имеет три слоя металлизации, разделенных диэлектрической подложкой, включающей два слоя 1, 2 СВЧ-материала RO4003C толщиной 0.203 мм каждый и связующего препрега RO4450B толщиной 0.2 мм также производства фирмы "Rogers". Средний слой металлизации 3 является непрерывным экранирующим металлическим слоем, с одной стороны которого подходит отрезок волновода, а с другой стороны располагается микрорисполосковая линия. Передача сигнала между волноводом и микрорисполосковой линией осуществляется через щелевую апертуру 4 в экранирующей поверхности с использованием излучающего элемента 5 на верхнем слое металлизации, что позволяет добиться лучшего согласования перехода в широкой полосе частот. Общая толщина печатной платы 0.66 мм, толщина каждого слоя металлизации 18 мкм. Структура электрических полей в разработанном волноводно-микрорисполосковом переходе представлена на рис. 2.

Часто для увеличения ширины полосы пропускания волноводно-микрорисполоскового перехода используют несколько излучающих элементов, расположенных друг над другом [16]. Анализ показал, что при соответствующем выборе параметров перехода возможно при помощи одного излучающего элемента обеспечить полосу пропускания перехода, равную всей полосе пропускания подводящего отрезка волновода.

Использование металлизированных переходных отверстий (см. рис. 1, б), соединяющих волновод по всему периметру (кроме небольшого промежутка в месте подведения сигнала микрорисполосковой линией) с экранирующим проводником, позволяет эффективно продлить волновод и расположить излучающий элемент внутри него. При этом в целом для перехода выполняется ограни-

чение на отсутствие модификаций в стандартном подводящем отрезке волновода. Расстояние между соседними переходными отверстиями оказывает большое влияние на характеристики волноводно-микрорисполоскового перехода [15], поэтому оно выбрано минимально возможным исходя из технологических ограничений. Использовались сквозные переходные отверстия диаметром 0.18 мм при расстоянии между соседними отверстиями 0.2 мм. В месте подведения сигнала микрорисполосковой линией реализовать переходные отверстия с заданными параметрами не представляется возможным, и, как следствие, возникает некоторый промежуток в переходных отверстиях.

Избежать промежутка в переходных отверстиях в месте подведения сигнала микрорисполосковой линией можно с помощью применения слепых переходных отверстий между двумя верхними слоями металлизации [15, 16]. Однако это приводит к усложнению технологии производства и, соответственно, к увеличению стоимости изготовления. В настоящей статье представлены результаты исследования влияния промежутка между сквозными переходными отверстиями, расположенными около подводящей микрорисполосковой линии, на характеристики волноводно-микрорисполоскового перехода.

Моделирование разработанной структуры волноводно-микрорисполоскового перехода выполнено программой трехмерного электродинамического моделирования CST Microwave Studio. Исследовалось влияние на параметры перехода величины промежутка в переходных отверстиях в месте подведения сигнала микрорисполосковой линией d в пределах 0.8...1.4 мм. Полученные в результате моделирования частотные зависимости коэффициентов прохождения S_{21} и отражения S_{11} представлены на рис. 3.

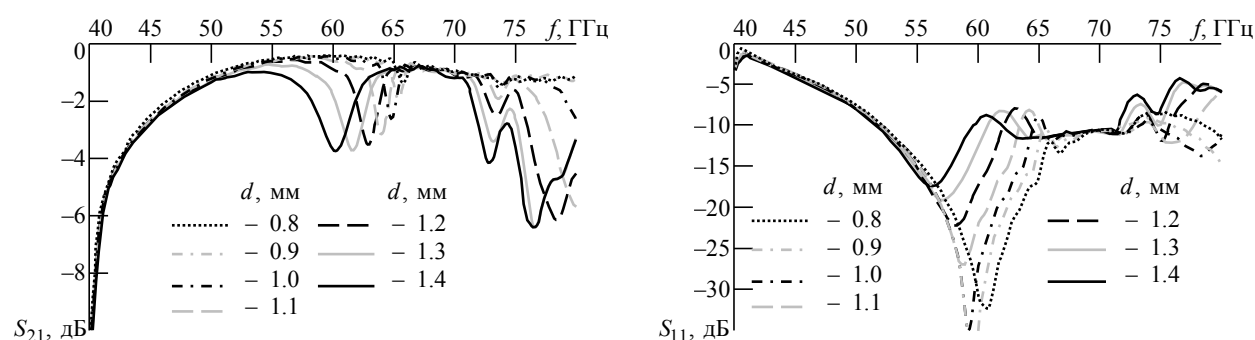
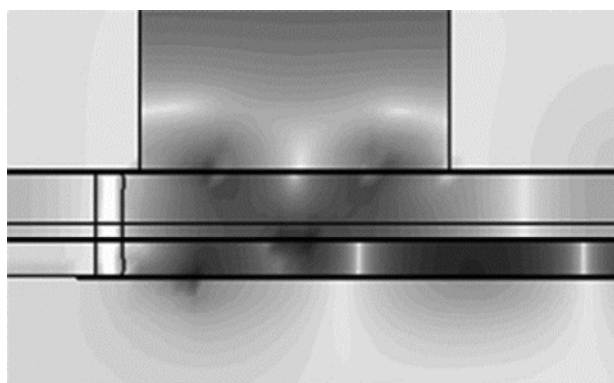


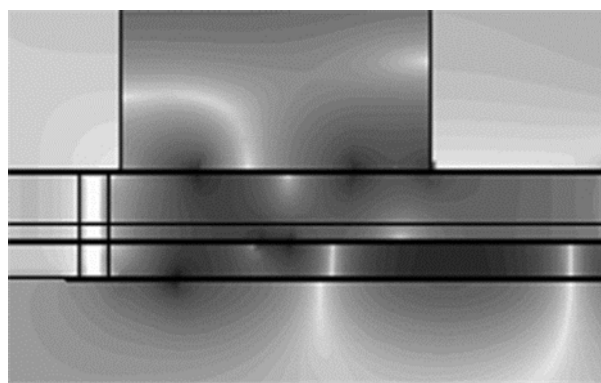
Рис. 3. Частотные зависимости коэффициентов прохождения S_{21} и отражения S_{11}
Fig. 3. Frequency dependences of transmission S_{21} and reflection S_{11} coefficients

Из результатов моделирования следует, что при расположении переходных отверстий по всему периметру волновода при малом промежутке в переходных отверстиях волноводно-микроволновый переход обеспечивает полосу пропускания, равную всей полосе пропускания подводящего волновода. Однако при наличии значительного (более 1 мм) промежутка в переходных отверстиях имеет место провал в коэффициенте прохождения в полосе пропускания. При увеличении промежутка в переходных отверстиях провал увеличивается по глубине и смещается в сторону меньших частот. При электродинамическом моделировании удалось обнаружить, что с увеличением промежутка в переходных отверстиях растет уровень побочного излучения и увеличивается концентрация электромагнитной энергии на внутренних слоях платы, что и объясняет наличие провала в коэффициенте передачи волноводно-микроволнового перехода. Модели плотности электрического поля в сечении перехода для промежутка в переходных отверстиях диаметром 0.8 и 1.4 мм представлены на рис. 4.

Предложен метод реализации волноводно-микроволнового перехода, позволяющий без увеличения его сложности избежать использования промежутка в переходных отверстиях. Метод заключается в размещении дополнительного сквозного переходного отверстия непосредственно по центру подводящей микроволновой линии. При этом необходимо, чтобы ширина линии была достаточно большой ($W_s > 0.4$ мм), что полностью согласуется с шириной микроволновой линии 50 Ом на выбранной структуре печатной платы. В этом случае можно расположить переходные отверстия по всему периметру волновода. При этом вокруг переходного отверстия, расположенного по центру микроволновой линии, необходим круглый ободок, освобожденный от металлизации, для предотвращения замыкания микроволновой линии на проводящий экран. Такая структура образует неоднородность подводящей линии. Для компенсации этой неоднородности можно, в частности, использовать уширение части линии, находящейся непосредственно под волноводом.



$d = 0.8$ мм



$d = 1.4$ мм

Рис. 4. Модели плотности электрического поля в сечении перехода

Fig. 4. Models of the electric field density in the transition cross section

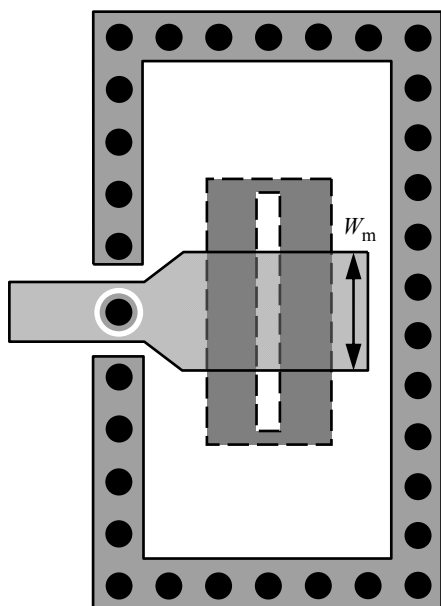


Рис. 5. Структура разработанного волноводно-микрополоскового перехода с дополнительным переходным отверстием

Fig. 5. The structure of the designed waveguide-to-microstrip transition with an additional hole

Итоговая структура разработанного волноводно-микрополоскового перехода с дополнительным переходным отверстием в центре подводящей линии представлена на рис. 5. Размеры элементов перехода (см. рис. 1) составляют $W_{WG} = 1.88$ мм, $L_{WG} = 3.76$ мм, $W_p = 2$ мм, $L_p = 0.93$ мм, $W_s = 0.45$ мм, $W_a = 0.18$ мм, $L_a = 1.8$ мм, $L_{st} = 0.6$ мм. Для компенсации влияния переходного отверстия выбрано уширение линии в месте подсоединения волновода до $W_m = 0.9$ мм.

На рис. 6 приведены результаты моделирования коэффициентов отражения и прохождения

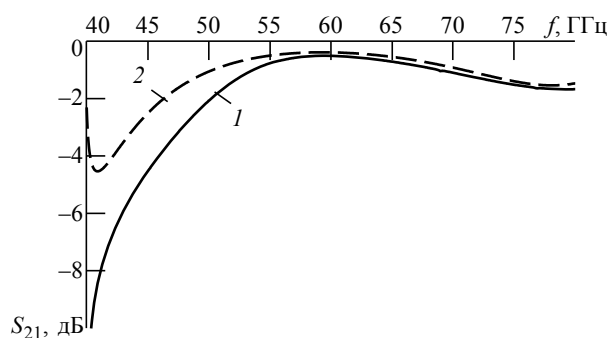
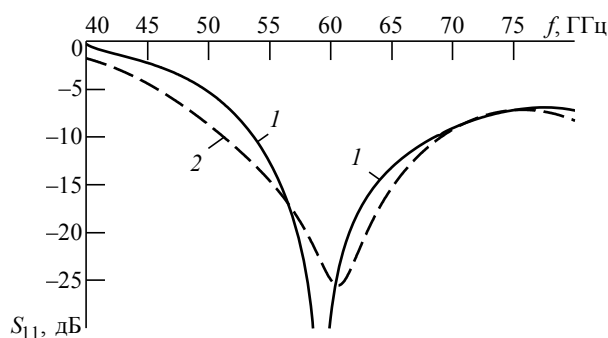


Рис. 6. Частотные зависимости коэффициентов прохождения и отражения волноводно-микрополоскового перехода с дополнительным переходным отверстием

Fig. 6. Frequency dependences of reflection and transmission coefficients of a waveguide-to-microstrip transition with an additional hole: 1 – through hole; 2 – blind hole

волноводно-микрополоскового перехода с дополнительным переходным отверстием в центре подводящей линии (кривые 1). Для сравнения на рис. 6 приведены результаты моделирования для волноводно-микрополоскового перехода со структурой на основе глухого переходного отверстия, соединяющего верхний слой металлизации с экраном микрополосковой линии на внутреннем слое металлизации (кривые 2). Результаты моделирования показывают, что разработанный переход обеспечивает передачу сигнала из волновода в микрополосковую линию во всей полосе пропускания волновода. При этом обеспечивается плавное изменение коэффициента прохождения благодаря наличию переходных отверстий по всему периметру волновода. Разработанный переход имеет характеристики, близкие к характеристикам перехода с глухим отверстием, что подтверждает эффективность предложенного подхода. Потери в переходе составляют менее 0.5 дБ на центральной частоте 60 ГГц, полоса пропускания по уровню -1 дБ коэффициента прохождения более 15 ГГц (или более 25 % от центральной частоты 60 ГГц). Во всей полосе пропускания волновода (50...75 ГГц) обеспечивается передача сигнала с потерями, не превышающими 2 дБ.

Для оценки влияния неточностей изготовления на характеристики разработанного перехода дополнительно проведено его моделирование с измененными размерами проводников и зазоров между ними. Предельные отклонения размеров ширины проводников и зазоров при моделировании были выбраны равными $\pm 10\%$, что обеспечивается стандартной технологией производства печатных плат.



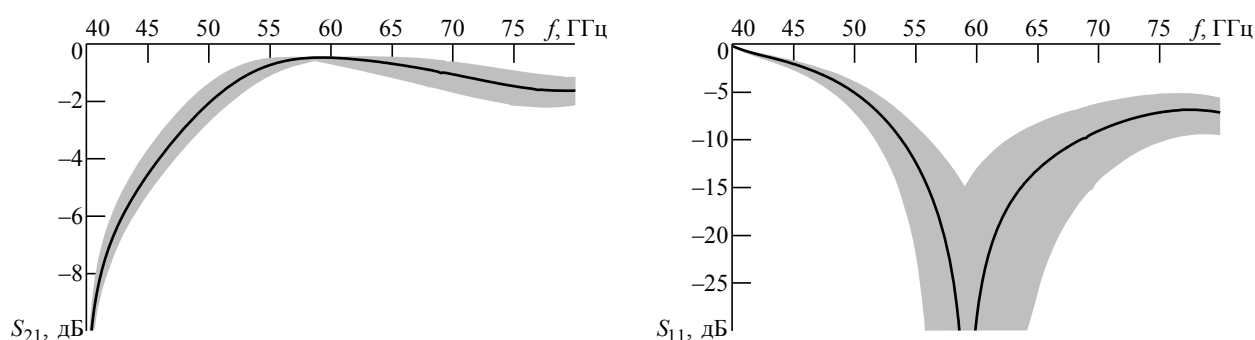


Рис. 7. Влияние неточностей изготовления на характеристики волноводно-микрополоскового перехода

Fig. 7. The influence of manufacturing inaccuracies on the waveguide-to-microstrip transition characteristics: gray region belongs to a range of characteristics with 10 % inaccuracy; black line shows simulation results without inaccuracies

Область разброса результатов электродинамического моделирования при различных комбинациях отклонений размеров отдельных элементов перехода показана на рис. 7 серым цветом; черная линия представляет исходные результаты моделирования. Как видно из результатов моделирования, отклонение размеров отдельных элементов перехода приводит к небольшому смещению рабочей полосы частот. При этом значения коэффициента прохождения изменяются в пределах не более 0.4 дБ от исходного значения. Следует отметить, что в подавляющем большинстве случаев изготовленные печатные платы имеют значительно меньший разброс размеров, что обеспечивает хорошую повторяемость характеристик переходов во всем рабочем диапазоне частот.

Экспериментальные исследования. Для экспериментальной проверки разработанного волноводно-микрополоскового перехода был изготовлен двусторонний переход "волновод–микрополосковая линия–волновод" с дополнительным переходным отверстием в центре подводящей линии. Фотография изготовленной печатной платы двустороннего перехода представлена на рис. 8.

В качестве подложки использовался указанный ранее СВЧ-материал печатных плат RO4003C фирмы "Rogers", что обеспечило значительно меньшую стоимость изготовления, чем традиционно используемые в диапазоне миллиметровых волн LTCC-технологии. Размер печатной платы составил 50×20 мм. Расстояние между двумя волноводно-микрополосковыми переходами выбрано равным 30 мм для обеспечения удобного подсоединения фланцев волноводов, имеющих диаметр около 20 мм. Следует отметить, что потери распространения в микрополосковой линии с шириной проводника 0.45 мм длиной 30 мм составляют 2.5...3 дБ.

Измерения двустороннего волноводно-микрополоскового перехода проводились с использованием генератора на диоде Ганна, перестраиваемого в диапазоне частот 55...62 ГГц и имеющего волноводный выходной интерфейс. Переданный сигнал принимался и анализировался спектроанализатором Agilent E4407B совместно с понижающим внешним смесителем Agilent 11970V. При измерениях образцы двусторонних переходов закреплялись в предварительно позиционированное и закрепленное лабораторное оборудование, что позволило минимизировать механическое воздействие (перегибы, кручения и пр.) на платы и тем самым улучшить повторяемость

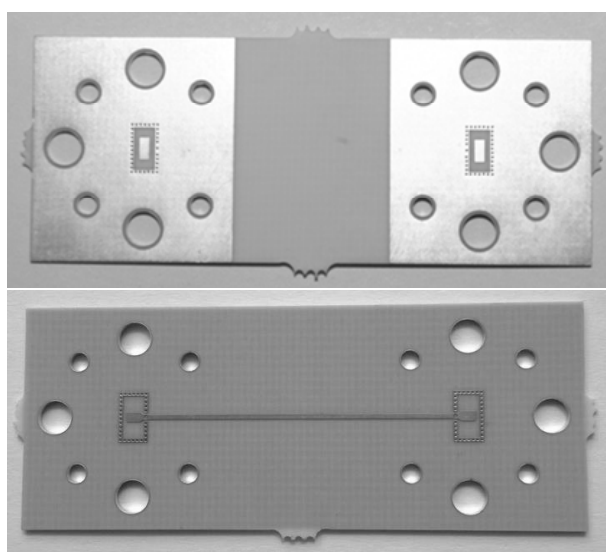


Рис. 8. Макет печатной платы с двусторонним переходом "волновод–микрополосковая линия–волновод"

Fig. 8. Model of a printed circuit board with a double sided transition "waveguide–microstrip line–waveguide"

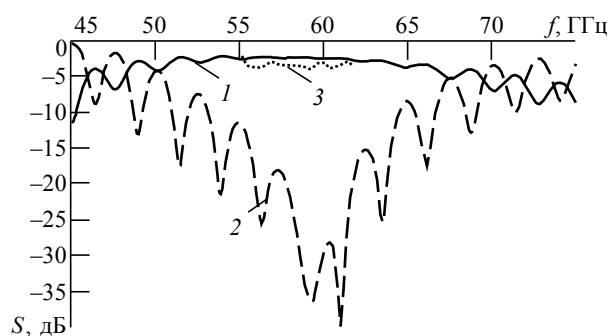


Рис. 9. Результаты моделирования и измерения характеристик двустороннего перехода "волновод–микрополосковая линия–волновод"

Fig. 9. Simulation and measurement results of the double sided transition "waveguide–microstrip line–waveguide" characteristics: 1 – S_{21} , simulation; 2 – S_{11} , simulation; 3 – S_{21} , measurements

измеренных характеристик. Для уменьшения смещения подводящего волновода относительно печатной платы в ней были выполнены специальные отверстия для позиционирования с помощью штифтов стандартного волноводного фланца UG-385/U.

Результаты электродинамического моделирования частотных зависимостей коэффициентов прохождения S_{21} (кривая 1) и отражения S_{11} (кривая 2), а также измеренные значения коэффициента прохождения S_{21} двустороннего перехода "волновод–микрополосковая линия–волновод" (кривая 3) представлены на рис. 9.

Из результатов измерения следует, что ослабление в полосе пропускания волноводно-микрополоскового перехода хорошо согласуется с результатами моделирования и составляет в среднем 4...4.5 дБ (по результатам моделирования 3.5 дБ). Таким образом, с учетом потерь в микрополосковой линии потери в одном волноводно-микрополосковом переходе составляют не более 0.8 дБ. Неравномерность результатов измерения составляет около 1 дБ и объясняется неточностью изготовления. Измерения нескольких экземпляров печатных плат показывают совпадающие результаты, что доказывает устойчивость перехода к неточностям изготовления.

Заключение. В настоящей статье представлены результаты разработки и исследования пла-

нарного широкополосного волноводно-микрополоскового перехода для частотного диапазона 50...75 ГГц. Волноводно-микрополосковый переход основан на взаимодействии электромагнитных полей в волноводе и микрополосковой линии через щелевую апертуру в проводнике экрана микрополосковой линии. Для изготовления использована стандартная высокочастотная технология производства печатных плат, что обеспечивает малую стоимость изготовления по сравнению с LTCC-технологией. Благодаря использованию дополнительного переходного отверстия в центре подводящей микрополосковой линии удалось обеспечить полосу пропускания разработанного перехода, равную всей полосе пропускания подводящего волновода WR-15.

Экспериментальные исследования выполнены на двустороннем переходе "волновод–микрополосковая линия–волновод". Измерения характеристик перехода подтвердили результаты электродинамического моделирования. Измерения нескольких экземпляров изготовленных переходов показали хорошую устойчивость перехода к неточностям изготовления. По полученным результатам полоса пропускания перехода составляет 25 ГГц (более 40 %) по уровню –2 дБ коэффициента прохождения, а потери – не более 0.8 дБ на центральной частоте 60 ГГц.

В результате проведенного исследования созданием дополнительного переходного отверстия в центре подводящей микрополосковой линии, позволяющего устранить неоднородность в структуре перехода, обеспечен низкий уровень потерь в волноводно-микрополосковом переходе в диапазоне 50...75 ГГц. Представленный подход позволяет удовлетворить всем поставленным при разработке перехода требованиям. Широкая полоса пропускания сигнала, небольшие потери, устойчивость к неточностям изготовления и простота интеграции позволяют использовать волноводно-микрополосковый переход для соединения различных микрополосковых и волноводных устройств миллиметрового диапазона длин волн.

Авторский вклад

Можаровский А. В. – исследование способов устранения влияния неоднородностей в структуре перехода. Разработка конструкции перехода с глухим отверстием. Проведение электродинамического моделирования разработанных конструкций переходов. Подготовка текста статьи.

Артеменко А. А. – разработка конструкции перехода со сквозным отверстием по центру микрополосковой линии. Проведение измерений изготовленных образцов двусторонних структур.

Масленников Р. О. – руководство работой.

Вендик И. Б. – руководство работой. Подготовка текста статьи.

Authors' contributions

Andrey V. Mozharovskiy – the study of ways to eliminate the influence of irregularities in the transition structure. Development of a transition design with the blind hole that eliminate the influence of irregularities. Full-wave simulation of the developed transition structures. Preparation of the paper text.

Aleksei A. Artemenko – development of the design of the transition with a through hole in the center of the microstrip line. Carrying out measurements of manufactured samples of back-to-back transition structures.

Roman O. Maslennikov – management of the work.

Irina B. Vendik – management of the work. Preparation of the paper text.

Список литературы

1. 802.11-2016 – IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks – Specific requirements. Pt. 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. IEEE Std. 802.11-2016. doi: 10.1109/IEEESTD.2016.7786995
2. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! / T. S. Rappaport, Shu Sun, R. Mayzus, Hang Zhao, Y. Azar, K. Wang, G. N. Wong, J. K. Schulz, M. Samimi, F. Gutierrez // IEEE Access (Invited). 2013. Vol. 1, № 1. P. 335–349. doi: 10.1109/ACCESS.2013.2260813
3. Stevens M., Grafton G. The Benefits of 60 GHz Unlicensed Wireless Communications. 10 p. URL: <https://www.faltnann.de/pdf/white-paper-benefits-of-60ghz.pdf> (дата обращения: 08.07.2019)
4. Решение ГКРЧ от 20.12.2011 № 11-13-06-1. Об использовании радиоэлектронными средствами фиксированной службы полосы радиочастот 57-64 ГГц (в ред. от 10.03.2017 г. № 17-40-03). URL: http://grfc.ru/upload/medialibrary/713/Reshenie_GKRCH_ot_10.03.2017_17_40_03_15.02.2019.docx (дата обращения: 11.07.2019)
5. Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Operation in the 57–64 GHz Band. URL: http://fjallfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-13-112A1.pdf (дата обращения: 08.07.2019)
6. ECC Recommendation (09)01. Use of the 57–64 GHz Frequency Band for Point-to-Point Fixed Wireless Systems. URL: <http://www.eroocdb.dk/Docs/doc98/official/pdf/Rec0901.pdf> (дата обращения: 08.07.2019)
7. Wells J. Multi-Gigabit Microwave and Millimeter-Wave Wireless Communications. Norwood, MA: Artech House, Inc., 2010. 224 p.
8. Kim K. W., Na C. H., Woo D. S. New Dielectric-Covered Waveguide-to-Microstrip Transitions for Ka-Band Transceivers // IEEE MTT-S Inter. Microwave Symp. Philadelphia, PA, USA. 8–13 June 2003. Digest. Vol. 2. Piscataway: IEEE, 2003. P. 1115–1118. doi: 10.1109/MWSYM.2003.1212564
9. Refined Characterization of E-plane Waveguide to Microstrip Transition for Millimeter-Wave Applications / Y. Tikhov, J.-W. Moon, Y.-J. Kim, Y. Sinelnikov // Asia-Pacific Microwave Conf. Sydney, Australia, 3–6 Dec. 2000. Piscataway: IEEE, 2000. P. 1187–1190. doi: 10.1109/APMC.2000.926043
10. Shih Y.-C., Ton T.-N., Bui L. Q. Waveguide-to-Microstrip Transitions for Millimeter-Wave Applications // IEEE MTT-S Inter. Microwave Symp. New York, USA, 25–27 May 1988, Digest. Piscataway: IEEE, 1988. P. 473–475. doi: 10.1109/MWSYM.1988.22077
11. Lou Y., Chan C. H., Xue Q. An in-line Waveguide-to-Microstrip Transition Using Radial-Shaped Probe // IEEE Antennas and Propagation Society Inter. Symp. Honolulu, USA, 9–15 June 2007. Piscataway: IEEE, 2007. P. 3117–3120. doi: 10.1109/APS.2007.4396196
12. A Full Wave Analysis of Microstrip-to-Waveguide Transitions / H. W. Yao, A. Abdelmonem, J. F. Liang, K. A. Zaki // IEEE MTT-S Inter. Microwave Symp. San Diego, USA, 23–27 May 1994. Digest. Vol. 42, № 12. P. 2371–2380. doi: 10.1109/MWSYM.1994.335341
13. Grabherr W., Huder B., Menzel W. Microstrip to waveguide transition compatible with MM-wave integrated circuits // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1994. Vol. MTT-42, № 9. P. 1842–1843. doi: 10.1109/22.310597
14. Hyvonen L., Hujanen A. A Compact MMIC-Compatible Microstrip to Waveguide Transition // IEEE MTT-S Inter. Microwave Symp. San Francisco, USA, 17–21 June 1996. Digest. Piscataway: IEEE, 1996. P. 875–878. doi: 10.1109/MWSYM.1996.511077
15. A Novel Waveguide to Microstrip Transition in Millimeter-Wave LTCC Module / Z. Wang, L. Xia, B. Yan, R. Xu, Y. Guo // IEEE Inter. Symp. on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies for Wireless Com-

Электродинамика, микроволновая техника, антенны
Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

ORIGINAL ARTICLE

munications. Hangzhou, China, 16–17 Aug. 2007. Piscataway: IEEE, 2007. P. 340–343. doi: 10.1109/MAPE.2007.4393616

16. Xinfeng D. An Integrated Millimeter-Wave Broadband Microstrip-to-Waveguide Vertical Transition Suitable for Multilayer Planar Circuits // IEEE Microwave and Wireless Components Lett. 2016. Vol. 26, iss. 11. P. 897–899. doi: 10.1109/LMWC.2016.2614973

17. Millimeter-Wave Topside Waveguide-to-Microstrip Transition in Multilayer Substrate / Y. Ishikawa, K. Sakakibara, Y. Suzuki, N. Kikuma // IEEE Microwave and Wireless Components Lett. 2018. Vol. 28, iss. 5. P. 380–382. doi: 10.1109/LMWC.2018.2812125

18. Wideband Aperture Coupled Stacked Patch Type Microstrip to Waveguide Transition for V-Band / H. Y. Lee, D. S. Jun, S. E. Moon, E. K. Kim, J. H. Park, K. H. Park // IEEE Proc. of Asia-Pacific Microwave Conf. Yokohama, Japan, 12–15 Dec. 2006. Piscataway: IEEE, 2006. P. 360–362. doi: 10.1109/APMC.2006.4429440

19. Волноводно-микрополосковый переход в частотном диапазоне 60 ГГц / А. А. Артеменко, Р. О. Масленников, А. Г. Севастьянов, В. Н. Скорин // 19-я Международная Крымская конф. "СВЧ-техника и телекоммуникаци-

онные технологии" (КрыМиКо'2009). Севастополь, 14–18 сент. 2009. Севастополь: Вебер, 2009. С. 505–506.

20. Microstrip Lines and Slotlines / K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, P. Bharia. 2nd ed. Boston/London: Artech House, Inc., 1996. 535 p.

21. Pozar D. M. Microwave Engineering. 4th ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2012. 756 p.

22. IEC 60153-2:2016. Hollow Metallic Waveguides. Pt. 2: Relevant Specifications for Ordinary Rectangular Waveguides. Standard of the International Electrotechnical Commission, 2016. URL: <https://webstore.iec.ch/publication/24898> (дата обращения: 08.07.2019)

23. Felbecker R., Keusgen W., Peter M. Estimation of Permittivity and Loss Tangent of High Frequency Materials in the Millimeter Wave Band using a Hemispherical Open Resonator // IEEE Inter. Conf. on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS). Tel Aviv, Israel, 7–9 Nov. 2011. Piscataway: IEEE, 2011. P. 1–8. doi: 10.1109/COMCAS.2011.6105829

24. Horn A. Dielectric Constant and Loss of Selected Grades of Rogers High Frequency Circuit Substrates from 1–50 GHz: Technical Report 5788 / Rogers Corporation. Chandler, AZ, 2003. 12 p.

Информация об авторах

Можаровский Андрей Викторович – старший инженер по СВЧ-устройствам и антенной технике ООО "Радио Гигабит". Окончил Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского (2011) по специальности "Информационные системы и технологии". Соискатель кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 30 печатных работ. Сфера научных интересов – антенно-фидерные устройства миллиметрового диапазона длин волн, включая печатные, волноводные и линзовые антенны и антенные решетки; планарные и волноводные дуплексирующие устройства и фильтры.
E-mail: andrey.mozharovskiy@radiogigabit.com
<https://orcid.org/0000-0002-9827-6720>

Артеменко Алексей Андреевич – кандидат технических наук (2013), директор по исследованиям и разработкам ООО "Радио Гигабит". Автор около 50 научных работ и 14 патентов. Сфера научных интересов – антенная техника, включая апертурные антенны, особенно антенны миллиметрового диапазона длин волн, антенные решетки, печатные антенны, антенны с электронным управлением лучом; СВЧ-техника, включая пассивные устройства и активные радиочастотные модули, такие как волноводно-микрополосковые переходы, поляризационные селекторы, фильтры на металлических и поверхностных волноводах; СВЧ-приемопередатчики на современной электронной компонентной базе диапазонов частот от 0 до 90 ГГц.
E-mail: alexey.artemenko@radiogigabit.com

Масленников Роман Олегович – кандидат физико-математических наук (2012), генеральный директор ООО "Радио Гигабит". Автор более 100 печатных научных работ и более 30 изобретений. Сфера научных интересов – алгоритмы оптимальной обработки сигналов в современных беспроводных системах связи.
E-mail: roman.maslennikov@radiogigabit.com

Вендик Ирина Борисовна – доктор технических наук (1991), профессор (1993) кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), руководитель лаборатории СВЧ-микроэлектроники указанного университета. Член ряда международных сообществ, в том числе IEEE (senior member) и EuMA. Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – исследование свойств материалов для электроники (сверхпроводники, сегнетоэлектрики, метаматериалы); разработка устройств микроволнового и терагерцового диапазонов.
E-mail: ibvendik@rambler.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5632-1223>

References

1. 802.11-2016 – IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and Information Exchange between Systems Local and Metropolitan Area Networks – Specific requirements. Pt. 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. IEEE Std. 802.11-2016. doi: 10.1109/IEEESTD.2016.7786995
2. Rappaport T. S., Sun Shu, Mayzus R., Zhao Hang, Azar Y., Wang K., Wong G. N., Schulz J. K., Samimi M., Gutierrez F. Millimeter Wave Mobile Communications for 5G Cellular: It Will Work! IEEE Access (Invited). 2013, vol. 1, no. 1, pp. 335–349. doi: 10.1109/ACCESS.2013.2260813
3. Stevens M., Grafton G. The Benefits of 60 GHz Unlicensed Wireless Communications. 10 p. Available at: <https://www.faltnmann.de/pdf/white-paper-benefits-of-60ghz.pdf> (accessed 08.07.2019)
4. Decision of the State Committee for Emergencies of 12.12.2011 no. 11-13-06-1. On the use by radio-electronic means of the fixed service of the radio frequency band 57-64 GHz (as amended on March 10, 2017 no. 17-40-03). Available at: http://grfc.ru/upload/medialibrary/713/Reshenie_GKRCH_ot_10.03.2017_17_40_03_15.02.2019.docx (accessed 11.07.2019) (In Russ.)
5. Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Operation in the 57–64 GHz Band. Available at: http://fjallfoss.fcc.gov/edocs_public/attachmatch/FCC-13-112A1.pdf (accessed 08.07.2019)
6. ECC Recommendation (09)01. Use of the 57–64 GHz Frequency Band for Point-to-Point Fixed Wireless Systems. Available at: <http://www.erodocdb.dk/Docs/doc98/official/pdf/Rec0901.pdf> (accessed 08.07.2019)
7. Wells J. Multi-Gigabit Microwave and Millimeter-Wave Wireless Communications. Norwood, Artech House, Inc., 2010, 224 p.
8. Kim K. W., Na C. H., Woo D. S. New Dielectric-Covered Waveguide-to-Microstrip Transitions for Ka-Band Transceivers. IEEE MTT-S Inter. Microwave Symposium. 8–13 June 2003 Philadelphia, PA, USA. Digest, vol. 2. Piscataway, IEEE, 2003, pp. 1115–1118. doi: 10.1109/MWSYM.2003.1212564
9. Tikhov Y., Moon J.-W., Kim Y.-J., Sinelnikov Y. Refined Characterization of E-plane Waveguide to Microstrip Transition for Millimeter-Wave Applications. Asia-Pacific Microwave Conf. 3–6 Dec. 2000, Sydney, Australia. Piscataway, IEEE, 2000, pp. 1187–1190. doi: 10.1109/APMC.2000.926043
10. Shih Y.-C., Ton T.-N., Bui L. Q. Waveguide-to-Microstrip Transitions for Millimeter-Wave Applications. IEEE MTT-S Inter. Microwave Symp. 25–27 May 1988, New York, USA. Digest. Piscataway, IEEE, 1988, pp. 473–475. doi: 10.1109/MWSYM.1988.22077
11. Lou Y., Chan C. H., Xue Q. An in-line Waveguide-to-Microstrip Transition Using Radial-Shaped Probe. IEEE Antennas and Propagation Society Inter. Symp. 9–15 June 2007, Honolulu, USA. Piscataway, IEEE, 2007, pp. 3117–3120. doi: 10.1109/APS.2007.4396196
12. Yao H. W., Abdelmonem A., Liang J. F., Zaki K. A. A Full Wave Analysis of Microstrip-to-Waveguide Transitions. IEEE MTT-S Inter. Microwave Symp. 23–27 May 1994, San Diego, USA. Digest, vol. 42, no. 12, pp. 2371–2380. doi: 10.1109/MWSYM.1994.335341
13. Grabherr W., Huder B., Menzel W. Microstrip to waveguide transition compatible with MM-wave integrated circuits. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1994, vol. MTT-42, no. 9, pp. 1842–1843. doi: 10.1109/22.310597
14. Hyvonen L., Hujanen A. A Compact MMIC-Compatible Microstrip to Waveguide Transition. IEEE MTT-S Inter. Microwave Symp. 17–21 June 1996, San Francisco, USA. Digest. Piscataway, IEEE, 1996, pp. 875–878. doi: 10.1109/MWSYM.1996.511077
15. Wang Z., Xia L., Yan B., Xu R., Guo Y. A Novel Waveguide to Microstrip Transition in Millimeter-Wave LTCC Module. IEEE Inter. Symp. on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies for Wireless Communications. 16–17 Aug. 2007, Hangzhou, China. Piscataway, IEEE, 2007, pp. 340–343. doi: 10.1109/MAPE.2007.4393616
16. Xinfeng D. An Integrated Millimeter-Wave Broadband Microstrip-to-Waveguide Vertical Transition Suitable for Multilayer Planar Circuits. IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2016, vol. 26, iss. 11, pp. 897–899. doi: 10.1109/LMWC.2016.2614973
17. Ishikawa Y., Sakakibara K., Suzuki Y., Kikuma N. Millimeter-Wave Topside Waveguide-to-Microstrip Transition in Multilayer Substrate. IEEE Microwave and Wireless Components Letters. 2018, vol. 28, iss. 5, pp. 380–382. doi: 10.1109/LMWC.2018.2812125
18. Lee H. Y., Jun D. S., Moon S. E., Kim E. K., Park J. H., Park K. H. Wideband Aperture Coupled Stacked Patch Type Microstrip to Waveguide Transition for V-Band. IEEE Proc. of Asia-Pacific Microwave Conference, 2006. 12–15 Dec. 2006, Yokohama, Japan. Piscataway, IEEE, 2006, pp. 360–362. doi: 10.1109/APMC.2006.4429440
19. Artemenko A. A., Maslennikov R. O., Sevast'yanov A. G., Ssorin V. N. *Volnovodno-mikropoloskovyi perekhod v chastotnom diapazone 60 GGts* [Waveguide to microstrip transition in the 60 GHz frequency band]. 19th Intern. Crimean conf. Microwave Engineering and Telecommunication Technologies (KryMiKo'2009). September, 2009. Sevastopol, Veber, 2009, pp. 505–506. (In Russ.)
20. Gupta K. C., Garg R., Bahl I., Bharia P. Microstrip Lines and Slotlines. 2nd ed. Boston/London, Artech House, Inc., 1996, 535 p.
21. Pozar D. M. Microwave Engineering. 4th ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, Inc., 2012, 756 p.

22. IEC 60153-2:2016. Hollow Metallic Waveguides. Pt. 2: Relevant Specifications for Ordinary Rectangular Waveguides. Standard of the International Electrotechnical Commission, 2016. Available at: <https://webstore.iec.ch/publication/24898> (accessed 08.07.2019)

23. Felbecker R., Keusgen W., Peter M. Estimation of Permittivity and Loss Tangent of High Frequency Materials in the Millimeter Wave Band using a Hemispherical

Open Resonator. IEEE Inter. Conf. on Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS). 7-9 Nov. 2011, Tel Aviv, Israel. Piscataway, IEEE, 2011, pp. 1-8. doi: 10.1109/COMCAS.2011.6105829

24. Horn A. Dielectric Constant and Loss of Selected Grades of Rogers High Frequency Circuit Substrates from 1-50 GHz: Technical Report 5788. Rogers Corporation. Chandler, AZ, 2003, 12 p.

Information about the authors

Andrey V. Mozharovskiy – Senior microwave systems and antennas engineer in LLC "Radio Gigabit". He graduated from Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod (2011) with a degree in "Information Systems and Technologies". He is a PhD student of the Department of Microradioelectronics and Radio Technology at Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 30 scientific publications. Area of expertise: various millimeter wavelength range antenna and feeding systems, including printed, waveguide and lens antennas and antenna arrays; planar and waveguide duplexing devices and filters.

E-mail: andrey.mozharovskiy@radiogigabit.com
<https://orcid.org/0000-0002-9827-6720>

Aleksei A. Artemenko – Cand. Sci. (Engineering) (2013), R&D director in LLC "Radio Gigabit". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: antenna technology, including aperture antennas, especially millimeter-wave antennas, antenna arrays, printed antennas, and electronically controlled antennas; microwave technology, including passive devices and active radio frequency modules, such as waveguide-to-microstrip transitions, polarization selectors, filters on metal and surface mounted waveguides; microwave transceivers on a modern electronic component base in frequency bands from 0 to 90 GHz.

E-mail: alexey.artemenko@radiogigabit.com

Roman O. Maslennikov – Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2012), CEO in LLC "Radio Gigabit". The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: optimal signal processing algorithms in modern wireless communication systems.

E-mail: roman.maslennikov@radiogigabit.com

Irina B. Vendik – Dr. Sci. (Engineering) (1991), Professor (1993) of the Department of Microradioelectronics and Radio Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University, Head of the Laboratory of Microwave Microelectronics named university. She is a member of a number of international communities, including IEEE (senior member) and EuMA. The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: properties of materials for electronics (superconductors, ferroelectrics, metamaterials); microwave and terahertz devices.

E-mail: ibvendik@rambler.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5632-1223>

УДК 621.396.677

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-4-45-52>**Синтез направленного излучателя в диапазоне 0.9...5.8 ГГц****И. А. Литовский¹, Е. А. Маврычев^{2✉}**¹Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского
пр. Гагарина, д. 23, Нижний Новгород, 603950, Россия²Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева
ул. Минина, д. 24, Нижний Новгород, 603950, Россия✉ mavrychev.eugene@mail.ru**Аннотация**

Введение. Рассмотрена проблема синтеза направленного излучателя с 50-омным портом на входе, в частотном диапазоне 0.9...5.8 ГГц. Данный диапазон на сегодняшний день является наиболее актуальным для анализа электромагнитной обстановки, так как в этой полосе частот наиболее часто реализуется обмен информацией с бортовой аппаратурой беспилотных летательных аппаратов.

Цель работы. Синтез направленного широкополосного излучателя в частотном диапазоне 0.9...5.8 ГГц.

Материалы и методы. Используется метод электродинамического моделирования для синтеза широкополосного излучателя. Характеристики излучателя, оптимизированные на модели, подтверждаются с помощью натурных экспериментов на макете излучателя. Измерения диаграммы направленности, проводимые в безэховой камере, и коэффициента стоячей волны (КСВ) осуществляются с помощью анализатора цепей.

Результаты. Предложен неаналитический метод параметрической оптимизации модели по критерию $КСВ < 2$ с помощью новейших средств электродинамического моделирования. Приведены эскизы разработанной оптимизированной модели с указанием итоговых значений всех параметров. Представлены снимки расчетного распределения электрического поля по полотну антенны, расчетные диаграммы направленности на нескольких частотных точках, расчетный КСВ модели. По результатам моделирования и оптимизации изготовлен макет излучателя. Приведены измеренные главные сечения диаграммы направленности и КСВ макета.

Заключение. В результате представленного исследования разработана модель широкополосного излучателя в диапазоне 0.9...5.8 ГГц, проведено макетирование и краткий сравнительный анализ расчетных и измеренных характеристик антенны, демонстрирующий хорошее совпадение. Описаны преимущества предложенного метода и самой модели излучателя. Результаты работы актуальны в задачах наблюдения, пеленгации и приема сигналов от беспилотных летательных аппаратов.

Ключевые слова: сверхширокополосная антенна, антенна Вивальди, СВЧ-диапазон, электродинамическое моделирование

Для цитирования: Литовский И. А., Маврычев Е. А. Синтез направленного излучателя в диапазоне 0.9...5.8 ГГц // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 4. С. 45–52. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-45-52

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 09.04.2019; принята к публикации после рецензирования 02.08.2019; опубликована онлайн 27.09.2019



Synthesis of a Radiator in the Frequency Range of 0.9...5.8 GHz

Ilya A. Litovsky¹, Evgeny A. Mavrychev²✉

¹Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod
23, Gagarin Pr., 603950, Nizhny Novgorod, Russia

²Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
24, Minina Str., 603950, Nizhny Novgorod, Russia

✉ mavrychev.eugene@mail.ru

Abstract

Introduction. In this work, we consider the problem of a radiator synthesis with the 50-Ohm port at the input in the frequency range of 0.9...5.8 GHz. At present, this frequency range is the most relevant for the electromagnetic environment analysis due to information exchange with the on-board equipment of unmanned aerial vehicles is most often realized in this frequency range.

Objective. The main objective of this work is the synthesis of a radiator for an ultra-wideband antenna array in the frequency range of 0.9...5.8 GHz.

Materials and methods. In this work, the method of full-wave electromagnetic simulation is used for the broadband radiator synthesis. The characteristics of the radiator are optimized by simulation and confirmed by experimental investigations of the radiator model. The antenna radiation pattern measurements are carried out in the anechoic chamber and standing wave ratio (SWR) is calculated by using the network analyzer.

Results. A non-analytical method of the model parametric optimization considering the $SWR < 2$ criterion and using the latest tools of the full-wave electromagnetic simulation is proposed. The examples of the designed optimized model with the final values of all parameters are reported. The calculated distributions of the electric field over the antenna, calculated radiation patterns at several frequency points, and calculated SWR of the model are presented. The radiator model is made taking into account simulation and optimization results. The measured main cross-sections of the radiation pattern and SWR of the model are shown.

Conclusion. In the present work, the broadband radiator model in the frequency range of 0.9...5.8 GHz is designed. The machining and brief comparative analysis of the calculated and measured antenna characteristics is carried out and demonstrated a good agreement. The advantages of the proposed method and designed radiator model are described. The results of this work are relevant in the tasks of observation, direction finding and signals reception from unmanned aerial vehicles.

Key words: ultra-wideband antenna, Vivaldi antenna, microwave range, full-wave electromagnetic simulation

For citation: Litovsky I. A., Mavrychev E. A. Synthesis of a Radiator in the Frequency Range of 0.9...5.8 GHz. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 4, pp. 45–52. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-45-52

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

Submitted 09.04.2019; accepted 02.08.2019; published online 27.09.2019

Введение. Интерес к сверхширокополосным радиотехническим системам нарастает ввиду ряда преимуществ [1, 2]. Для радиолокации это высокая разрешающая способность и возможность распознавания объектов, для систем радиосвязи – высокая пропускная способность и возможность скрытной передачи данных. Разработка элементов высокочастотного тракта для сверхширокополос-

ных систем требует специальных подходов, существенно отличающихся от традиционных решений. Такими элементами являются излучающие устройства.

Цель настоящей статьи – синтез направленного широкополосного излучателя в диапазоне 0.9...5.8 ГГц, целевым параметром которого является ширина рабочей полосы излучателя. Под ши-

риной полосы антенны в узком смысле понимают диапазон частот, внутри которого значение коэффициента стоячей волны (КСВ) излучателя не превышает 2. В диапазоне частот 0.9...5.8 ГГц, выбранном в описываемой работе, наиболее часто реализуется обмен информацией (телеметрия, управление, видео) с бортовой аппаратурой беспилотных летательных аппаратов.

В широком смысле, помимо согласования в указанной полосе, добавляется требование независимости электрических характеристик (например, направленных свойств) от рабочей частоты внутри заявленного диапазона. При этом излучатель должен быть компактным.

Существующие виды широкополосных излучателей. Классификация антенн по ширине полосы не имеет строгих критериев, однако среди специалистов часто используются следующие разграничения по параметру частоты (ν) [3]:

$$2 \frac{\nu_{\max} - \nu_{\min}}{\nu_{\max} + \nu_{\min}} < 0.1$$

– узкополосный излучатель резонансного типа;

$$2 \frac{\nu_{\max} - \nu_{\min}}{\nu_{\max} + \nu_{\min}} < 0.15$$

– широкополосный излучатель;

$$\frac{\nu_{\max}}{\nu_{\min}} \geq 5$$

– сверхширокополосный (СШП) или частотно-независимый излучатель.

Для расширения рабочей полосы часто используют дополнительное симметрирующее устройство в узле питания [4–6]. Однако такие меры не позволяют существенно увеличить полосу, но вносят ограничения на максимальную мощность сигнала, минимальные характерные размеры излучателя, минимальные потери на прием и передачу сигнала и т. д. Поэтому при разработке СШП-антенны целесообразно отказаться от доработки узкополосных излучателей в пользу принципиально сверхширокополосных геометрий.

К настоящему времени известны несколько видов СШП-антенн: спиральные, фрактальные, логопериодические, а также антенны Вивальди.

Фрактальные излучатели действительно имеют много рабочих частотных диапазонов, однако между ними находятся продолжительные частот-

ные диапазоны рассогласования. Примерами успешных фрактальных СШП-антенн являются исследованные ранее частные случаи, конструкция которых базируется на участке самоподобной геометрической фигуры (например, спирали, логопериодические антенны). Фрактальные формы в применении к синтезу излучателей на настоящий момент исследованы не вполне [7, 8]. От антенн логопериодического типа необходимо отказаться ввиду неприменимости объемных геометрий в диапазоне 0.9...5.8 ГГц. Печатные логопериодические антенны в силу особенности подведения фидерного тракта должны быть исполнены с помощью трехслойной платы. Это существенно усложняет технологический процесс, а сами излучатели мало исследованы для столь высокочастотных диапазонов. По схожим причинам необходимо отказаться и от спиральных антенн [9].

Антенны Вивальди – обобщенное название класса антенн, отличающихся СШП-свойствами. Само название излучателей является популярным названием и не имеет под собой аргументации, однако, по научной классификации, это класс печатных щелевых антенн бегущей волны (ПЩАБВ), излучающей частью в которых является щель, вытравленная в металлизации полотна антенны. Первое упоминание о ПЩАБВ датировано 1979 г. в экспериментальной работе Гибсона [10]. В дальнейшем были разработаны и исследованы различные методы получения характеристик излучения аналитических электродинамических моделей антенн. Так появились экспоненциальные профили щели, профили Ферми–Дирака и т. д. [11–13].

Модель СШП-излучателя. К настоящему моменту не существует единого простого метода синтеза СШП ПЩАБВ. В [3, 14] разработан и рассмотрен аналитический метод синтеза ПЩАБВ. Метод базируется на выборе мультипликативного критерия и дальнейшем поиске удовлетворяющих его геометрий. Такие методы не учитывают распределение полей в узлах питания, но имеют достаточную точность описания полей на профиле и полотне антенны. Аналитический подход связан с интегрированием требуемых выходных характеристик как функций геометрии полотна антенны [15]. Таким образом, аналитическая задача синтеза ПЩАБВ сводится к аппроксимации зависимостей требуемых выходных характеристик и дальнейшему перебору геометрий полотна с учетом всех допущенных приближений. Такой метод расчета крайне сложен для применения на практике и в производстве.

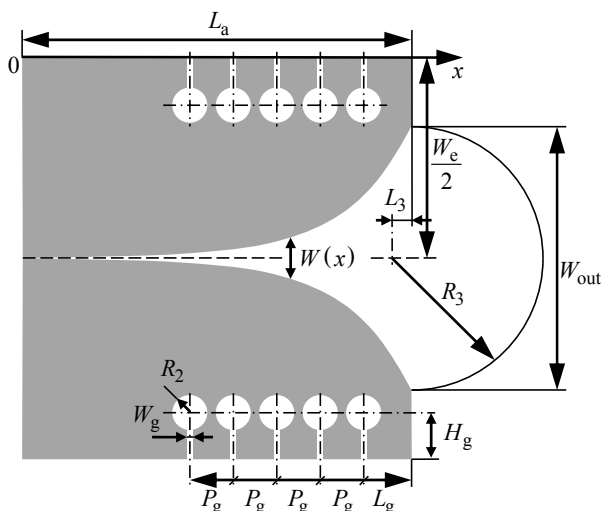


Рис. 1. Схема излучающей части ПЩАБВ

Fig. 1. Scheme of the radiating part of the printed traveling-wave slot antenna

В некотором смысле менее сложным является метод синтеза ПЩАБВ с помощью новейших средств электродинамического моделирования (CST studio, HFSS, FEKO и др.). Данный метод также базируется на параметрической оптимизации геометрии, однако не требует аналитической аппроксимации выходных характеристик, так как геометрия антенны анализируется методом конечных элементов [16].

Метод параметрической оптимизации широко распространен в настоящее время [17]. Решение задачи синтеза антенны Вивальди начинается с выбора оптимальной и достаточно общей структуры модели излучателя.

Для описанного решения структура исходной модели ПЩАБВ взята из [14], в которой были по-

дробно исследованы некоторые частные случаи ПЩАБВ в более высокочастотных диапазонах. Модель излучающей части антенны (рис. 1) имеет экспоненциальный профиль щели $W(x)$. Прямоугольный профиль подложки дополнен фазокорректирующей линзой в виде кругового сектора радиусом R_3 . Для уменьшения уровня бокового излучения на нижних частотах на боковых гранях излучающей части модели вытравлены колебательные контуры в форме канавок с параметрами R_2 , W_g , расположенных на расстоянии H_g от края полотна антенны. Форма и количество контуров варьируются и окончательно выбираются в соответствии с оптимальной формой диаграммы направленности (ДН) на нижних частотах при условии отсутствия недопустимых резонансных эффектов, затягивающих или модулирующих сигнал при работе антенны в импульсном режиме [14]. ДН на верхних частотах при этом практически не изменяется.

В качестве линии питания ПЩАБВ выбран микрополосково-щелевой переход (рис. 2) [3], который может быть реализован на печатной плате, общей с ПЩАБВ. Металлизация линии питания наносится с обратной по отношению к полотну излучателя стороны диэлектрической подложки.

Участок длины L_{tr} (рис. 2) является повышающим трансформатором между 50-омной линией и емкостью кругового сектора радиусом R_5 .

Линия питания и излучающая часть моделировались и оптимизировались отдельно. Варьируемыми параметрами в моделях (рис. 1, 2) являлись: W_e , L_a , W_{in} , W_{out} , R_1 , R_2 , R_3 , L_3 , L_g ,

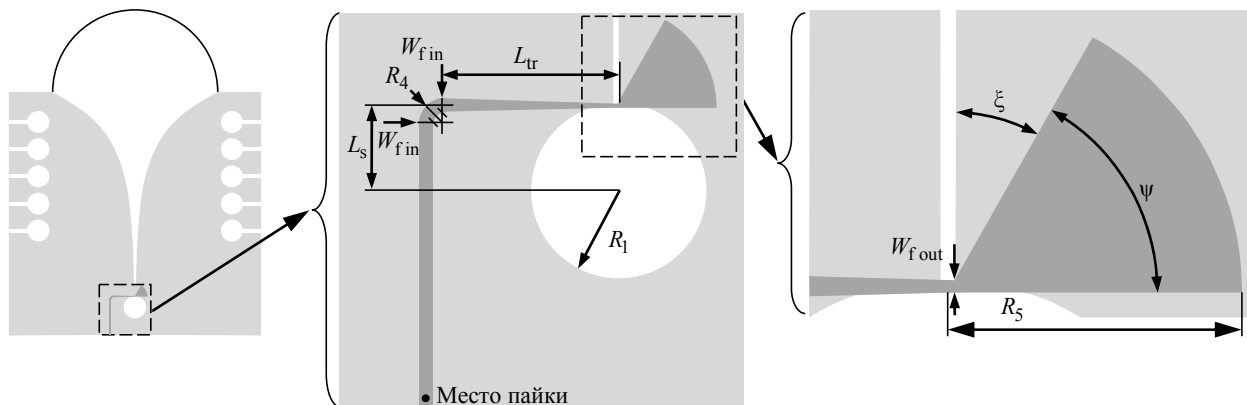


Рис. 2. Узел питания ПЩАБВ

Fig. 2. Power node of the printed traveling-wave slot antenna

ORIGINAL ARTICLE

Электродинамика, микроволновая техника, антенны
Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

P_g , W_g – излучающей части (рис. 1); R_4 , R_5 , W_{fin} , W_{fout} , L_{tr} , L_s , а также угол раскрыва ψ и ориентация кругового сектора ξ – в линии питания (рис. 2). В качестве начальных значений габаритов антенны W_e , L_a были выбраны наибольшие полудлина и длина волны в диапазоне рабочих частот соответственно. Величина W_{out} выбрана равной ширине полотна. Начальное значение ширины щели W_{in} принято равным ширине 50-омной несимметричной микрополосковой линии для использованного диэлектрика (материал марки Rogers RO4003C, толщиной 0.508 мм).

Параметрическая оптимизация модели ПЩАБВ осуществлялась в несколько итераций электродинамическим моделированием методом конечных элементов. Для поиска оптимальных значений параметров в заданных интервалах рассчитывались выходные характеристики при всех возможных вариациях параметров модели. Набор параметров, при котором площадь под графиком КСВ в рабочем диапазоне была минимальной, являлся оптимальным набором в текущей итерации. Изменение интервала вариации каждого из параметров прекращалось, как только текущее оптимальное значение параметра оказывалось внутри интервала, но не на его границе. Дальнейшая оптимизация по параметру осуществлялась методом половинного деления интервала до тех пор, пока удовлетворительные изменения КСВ оставались существенными.

Результаты. В результате оптимизации модели по критерию КСВ < 2 во всем диапазоне при условии минимальной зависимости направленных свойств от частоты получены следующие значения параметров:

$$W_e = 252 \text{ мм}, L_a = 245 \text{ мм}, W_{in} = 0.35 \text{ мм},$$

$$W_{out} = 167 \text{ мм}, R_1 = 7 \text{ мм}, R_2 = 11 \text{ мм},$$

$$R_3 = 84 \text{ мм}, R_4 = 1.2 \text{ мм}, R_5 = 7.8 \text{ мм},$$

$$L_3 = 8 \text{ мм}, L_g = 29.5 \text{ мм}, P_g = 27 \text{ мм},$$

$$W_g = 3 \text{ мм}, W_{fin} = 3 \text{ мм}, W_{fout} = 0.35 \text{ мм},$$

$$L_{tr} = 13.9 \text{ мм}, L_s = 6.8 \text{ мм}.$$

Полученные в результате моделирования распределения поля по апертуре антенны для средней частоты диапазона в два момента времени представлены на рис. 3. Расчетные характеристики антенны после оптимизации приведены в таблице.

По результатам моделирования и оптимизации изготовлен макет ПЩАБВ (рис. 4).

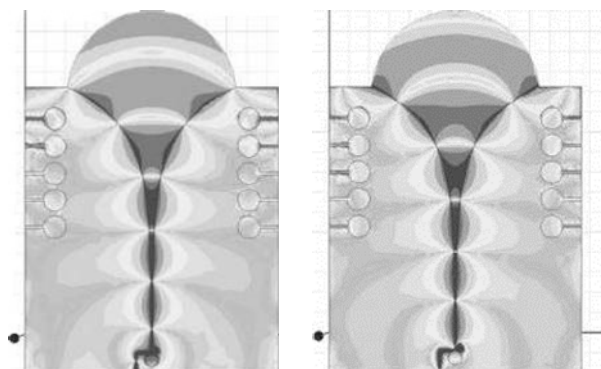


Рис. 3. Распределение поля по апертуре антенны на частоте 2.4 ГГц для двух моментов времени (результат моделирования)

Fig. 3. Field distribution over the antenna aperture at a frequency of 2.4 GHz for two time moments (simulation)

Расчетные характеристики антенны после оптимизации
Antenna calculated characteristics after optimization

Частота, ГГц/ Frequency, GHz	Максимальный коэффициент усиления, дБ/ Maximum gain, dB	Ширина ДН, ...°/ Radiation pattern width, ...°	
		Е-плоскость/ E-plane	Н-плоскость/ H-plane
0.9	8.4	60	114
2.4	9.0	66	44
5.8	10.9	72	32

Результаты измерения характеристик направленности макета в безэховой камере представлены на рис. 5 вместе с расчетными значениями нормированных ДН (НДН) D . По результатам измерений НДН вычислены значения коэффициента усиления антенны на граничных частотах диапазона: 9.8 дБ на частоте 0.9 ГГц и 13.9 дБ на частоте 5.8 ГГц.

Результаты расчета КСВ антенны и его измерения на макете представлены на рис. 6. Эти результаты полностью удовлетворяют критерию оптимизации.

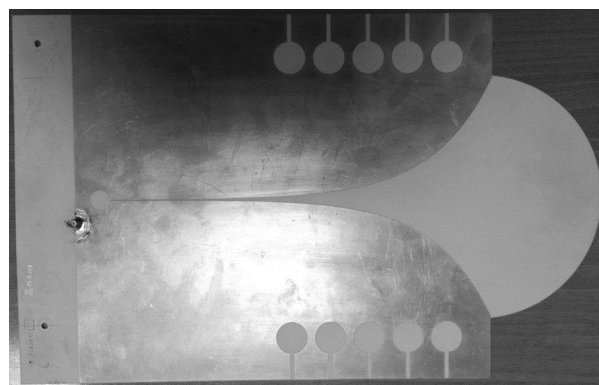


Рис. 4. Макет ПЩАБВ

Fig. 4. Model of the printed traveling-wave slot antenna

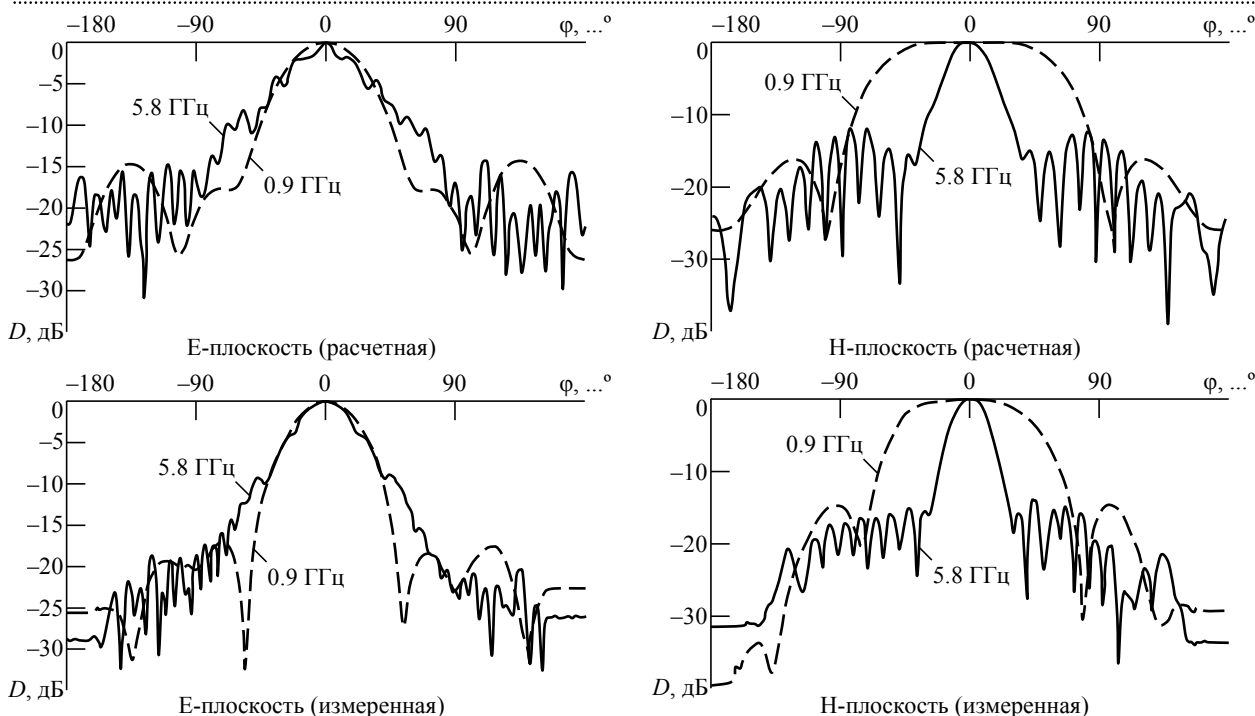


Рис. 5. Экспериментальные нормированные диаграммы направленности макета излучателя на граничных частотах диапазона

Fig. 5. Experimental normalized radiation patterns of the radiator model at the cutoff frequencies

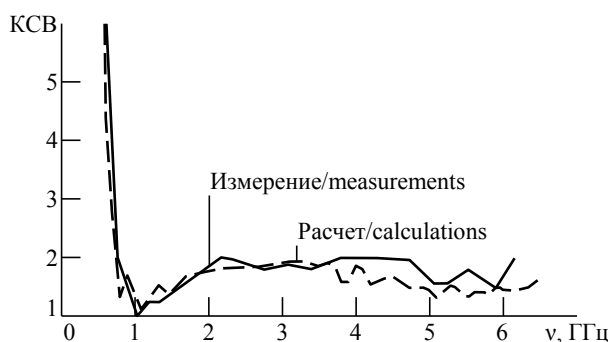


Рис. 6. Характеристики согласования антенны

Fig. 6. Antenna matching characteristics

Обсуждение. В электродинамической модели к микрополосково-щелевому переходу подведена идеальная 50-омная линия питания. Макет отличается от модели наличием в этом месте разъема СРГ-50-751ФВ, вносящего собственное рассогласование, что обуславливает незначительное расхождение кривых КСВ в области высоких частот.

Как видно из рис. 3, диэлектрическая линза практически не влияет на форму фазового фронта. Это вызвано тем, что параметры модели оптимизировались по критерию $K_{CB} < 2$ без дополнительных ограничений. Таким образом, для уменьшения размеров антенны при прочих равных характеристиках от линзы можно отказаться.

Для оптимизации формы фазового фронта следует оптимизировать параметры линзы отдельно, так как ее форма слабо влияет на согласование антенны. Также на рис. 3 видны узлы и пучности волны распространяющейся по полотну антенны, что косвенно свидетельствует о согласованности излучателя на средней частоте диапазона.

Максимальная разница между коэффициентами направленного действия и усиления антенны (см. таблицу) в рабочем диапазоне наблюдается на частоте 5.8 ГГц. Таким образом, минимальный коэффициент полезного действия (КПД) разработанной антенны составляет $10.9 - 13.9 = -3$ дБ или около 50 %, что является сравнительно высоким значением КПД для печатной антенны с характерным размером полотна 1–6 длин волн, в зависимости от выбранной частоты.

Как видно из рис. 5, антенна сохраняет направленность излучения в рабочем диапазоне. Ширина главного лепестка в Н-плоскости уменьшается с ростом частоты; ширина лепестка в Е-плоскости от частоты не зависит. Расчетные ДН несколько шире измеренных, что вызвано различиями электродинамической модели и реального макета (наличие разъема в линии питания, неидеально плоский фронт падающего излучения в безэховой камере).

Измерения, проведенные на макете разработанной ПЩАБВ, показали сходство с результатами применения неаналитического метода синтеза СШП-излучателя на базе принятой структурной модели. Предложенный метод удобен для практи-

ческого применения в инженерных разработках и достоверен для данной структурной модели СШП-излучателя. Антенна обладает низкой стоимостью и легко повторяема.

Список литературы

1. Yang L., Giannakis G. B. Ultra-Wideband Communications. An Idea whose Time has Come // IEEE Signal Processing Magazine. 2004. Vol. 21, № 6. P. 26–54. doi: 10.1109/MSP.2004.1359140
2. Localization via Ultra-Wideband Radios / S. Gezici, Z. Tian, G. B. Giannakis, H. Kobayashi, A. V. Molisch, H. V. Poor, Z. Sahinoglu // IEEE Signal Processing Magazine. 2005. Vol. 22, № 4. P. 70–84. doi: 10.1109/MSP.2005.1458289
3. Чернышев С. Л. Приближенный аналитический синтез сверхширокополосных устройств на плавных нерегулярных линиях // Наука и образование. Электрон. журн. 2008. № 1. URL: <http://engineering-science.ru/doc/70017.html> (дата обращения: 09.04.2019)
4. Ultrawideband VHF/UHF Dipole Array Antenna / A. J. Fenn, P. T. Hurst, J. D. Krieger, J. S. Sandora, L. I. Parad // Proc. of 2010 IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology, Waltham, MA, USA, 12–15 Oct. 2010. Piscataway: IEEE, 2010. P. 79–82. doi: 10.1109/array.2010.5613390
5. Yang K.-W., Zhang F.-S., Li C. Design of a Novel Wideband Printed Dipole Array Antenna // Proc. of 2018 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conf. (CSQRWC), Xuzhou, China, 21–24 July 2018. Piscataway: IEEE, 2018. doi: 10.1109/csqrwc.2018.8455804
6. Terentyeva P. V., Golovkov G. A., Borovikov S. G. Antenna Array for the Passive Radar Monitoring System // Proc. of 2018 22nd Intern. Microwave and Radar Conf. (MIKON), Poznan, Poland, 14–17 May 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 208–211. doi: 10.23919/MIKON.2018.8405179
7. Теоретические основы радиолокации / под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Сов. радио, 1970. 560 с.
8. Исследование возможности использования принципа фрактальности для построения многодиапазонных сверхширокополосных антенных структур на основе TEM-рупоров, размещенных внутри друг друга / А. В. Ашихмин, Ю. Г. Пастернак, И. В. Попов, Ю. А. Рембовский // Антенны. 2008. № 2 (129). С. 32–38.
9. Ротхаммель К. Антенны: в 2 т. Т. 2. М.: ДМК-Пресс, 2011. 414 с.
10. Gibson P. J. The Vivaldi aerial // 9th European Microwave Conf. Brighton, UK, 17–20 Sept. 1979. Piscataway: IEEE, 1979. P. 101–105. doi: 10.1109/EUMA.1979.332681
11. A UHF Ultrabroadband Vivaldi-Type Direction Finding Antenna / R. Mueller, S. Lutz, R. Lorch, T. A. Walter // Proc. of 2010 IEEE Antennas and Propagation Society Intern. Symp., Toronto, ON, Canada, 11–17 July 2010. Piscataway: IEEE, 2010. doi: 10.1109/aps.2010.5561691
12. A Design of High-Gain Vivaldi Antenna Loaded with Antipodal Structure and Slotting Correction / Y. Tang, X. Cao, Y. Song, L. Jidi, J. Lan, H. Yu // Proc. of 2018 IEEE MTT-S Intern. Wireless Symp. (IWS), Chengdu, China, 6–10 May 2018. Piscataway: IEEE, 2018. doi: 10.1109/ieee-iws.2018.8400909
13. A Miniaturized Vivaldi Antenna with High Gain for Ultra-Wideband Applications / H. Wang, S. He, Z. Ding, J. Cao, Y. Yang // Proc. of 2017 Sixth Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation (APCAP), Xi'an, China, 16–19 Oct. 2017. Piscataway: IEEE, 2017. doi: 10.1109/apcap.2017.8420722
14. Виленский А. Р. Чернышев С. Л. Синтез сверхширокополосных излучателей экспоненциального типа // XV МНТК "Радиолокация, навигация, связь". Воронеж, 14–16 апр. 2009. Т. 1. С. 396–405.
15. Рязанов И. Г., Бякин А. А., Белоусов О. А. Анализ и синтез широкополосной планарной щелевой антенны с экспоненциальным изменением ширины щели для систем широкополосного доступа // Вопр. соврем. науки и практики. 2013. № 2 (46). С. 297–306.
16. Математические методы прикладной электродинамики / под ред. С. Б. Раевского. М.: Радиотехника, 2007. 88 с.
17. Shan J., Xu A., Lin J. A Parametric Study of Microstrip-Fed Vivaldi Antenna // Proc. of 2017 3rd IEEE Intern. Conf. on Computer and Communications (ICCC), Chengdu, China, 13–16 Dec. 2017. Piscataway: IEEE, 2017. P. 1099–1103. doi: 10.1109/compcomm.2017.8322713

Информация об авторах

Литовский Илья Александрович – инженер-электроник ПАО «НПО "Алмаз"». Окончил аспирантуру нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского по кафедре "Бионика и статистическая радиофизика". Автор 3 научных публикаций. Сфера научных интересов – антенные системы СВЧ. E-mail: litovskii@list.ru

Маврычев Евгений Александрович – кандидат технических наук (2003), доцент (2012) кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор более 70 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая обработка сигналов и ее применение в радиосвязи и радиолокации; теория обнаружения и оценивания; адаптивная обработка сигналов; обработка данных в сетях; машинное обучение.

E-mail: mavrychev.eugene@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5707-0806>

References

1. Yang L., Giannakis G. B. Ultra-Wideband Communications: An Idea whose Time has Come. IEEE Signal Processing Magazine. 2004, vol. 21, no. 6, pp. 26–54. doi: 10.1109/MSP.2004.1359140
2. Gezici S., Tian Z., Giannakis G. B., Kobayashi H., Molisch A. V., Poor H. V., Sahinoglu Z. Localization via Ultra-Wideband Radios. IEEE Signal Processing Magazine. 2005, vol. 22, no. 4, pp. 70–84. doi: 10.1109/MSP.2005.1458289
3. Chernyshev S. L. Approximate analytical synthesis of ultra-wideband devices on smooth irregular lines. Science and education. MGTU N. E. Bauman. Electron. Journal. 2008, no. 1. Available at: <http://engineering-science.ru/doc/70017.html> (accessed 09.04.2019) (In Russ.)
4. Fenn A. J., Hurst P. T., Krieger J. D., Sandora J. S., Parad L. I. Ultrawideband VHF/UHF Dipole Array Antenna. Proc. of 2010 IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology, Waltham, MA, USA, 12–15 Oct. 2010. Piscataway, IEEE, 2010, pp. 79–82. doi: 10.1109/array.2010.5613390
5. Yang K.-W., Zhang F.-S., Li C. Design of a Novel Wideband Printed Dipole Array Antenna. Proc. of 2018 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conf. (CSQRWC), Xuzhou, China, 21–24 July 2018. Piscataway, IEEE, 2018. doi: 10.1109/csqrwc.2018.8455804
6. Terentyeva P. V., Golovkov G. A., Borovikov S. G. Antenna Array for the Passive Radar Monitoring System. Proc. of 2018 22nd Intern. Microwave and Radar Conf. (MIKON), Poznan, Poland, 14–17 May 2018. Piscataway, IEEE, 2018, pp. 208–211. doi: 10.23919/MIKON.2018.8405179
7. Theoretical foundations of radar. Ed. by J. D. Shirman. Moscow, Sov. radio, 1970, 560 p. (In Russ.)
8. Ashihmin A. V., Pasternak Y., Popov I. V., Rembovsky Y. A. Investigation of the possibility of using the principle of fractality to build multi-band ultra-wideband antenna structures based on TEM horns placed inside each other. Antennas. 2008, № 2(129), pp. 32–38.
9. Rothammel K. Antennas, vol. 2. Moscow, DMK-Press, 2011, 414 p. (In Russ.)
10. Gibson P. J. The Vivaldi aerial. 9th European Microwave Conference. Brighton, UK, 17–20 Sept. 1979. Piscataway, IEEE, 1979, pp. 101–105. doi: 10.1109/EUMA.1979.332681
11. Mueller R., Lutz S., Lorch R., Walter T. A. UHF Ultrabroadband Vivaldi-Type Direction Finding Antenna. Proc. of 2010 IEEE Antennas and Propagation Society Intern. Symp., Toronto, ON, Canada, 11–17 July 2010. Piscataway, IEEE, 2010. doi: 10.1109/aps.2010.5561691
12. Tang Y., Cao X., Song Y., Jidi L., Lan J., Yu H. A Design of High-Gain Vivaldi Antenna Loaded with Antipodal Structure and Slotting Correction. Proc. of 2018 IEEE MTT-S Intern. Wireless Symp. (IWS), Chengdu, China, 6–10 May 2018. Piscataway, IEEE, 2018. doi: 10.1109/ieee-iws.2018.8400909
13. Wang H., He S., Ding Z., Cao J., Yang Y. A Miniaturized Vivaldi Antenna with High Gain for Ultra-Wideband Applications. Proc. of 2017 Sixth Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation (APCAP), Xi'an, China, 16–19 Oct. 2017. Piscataway, IEEE, 2017. doi: 10.1109/apcap.2017.8420722
14. Vilensky A. R., Chernyshev S. L. Synthesis of ultra-wideband radiators of exponential type. XV ISTC Radio-location, navigation, connection. Voronezh, 2009, vol. 1, pp. 396–405. (In Russ.)
15. Ryazanov I. G., Byakin A. A., Belousov O. A. Analysis and Synthesis of Broadband Planar Slit Antenna with Slit Width Exponential Change For Broadband Access Systems. Problems of Contemporary Science and Practice. Vernadsky University. 2013, no. 2 (46), pp. 297–306. (In Russ.)
16. Mathematical methods of applied electrodynamics. Ed. by S. B. Raevsky. Moscow, Radio engineering, 2007, 88 p. (In Russ.)
17. Shan J., Xu A., Lin J. A Parametric Study of Microstrip Fed Vivaldi Antenna. Proc. of 2017 3rd IEEE Intern. Conf. on Computer and Communications (ICCC), Chengdu, China, 13–16 Dec. 2017. Piscataway, IEEE, 2017, pp. 1099–1103. doi: 10.1109/compcomm.2017.8322713

Information about the authors

Ilya A. Litovsky – Postgraduate student of the Department of Bionics and Statistical Radiophysics of Lobachevsky University of Nizhny Novgorod. Electronic Engineer at PJSC «NPO "Almaz"». The author of 3 scientific publications. Area of expertise: microwave antenna systems.
E-mail: litovskii@list.ru

Evgeny A. Mavrychev – Cand. Sci. (Engineering) (2003), Associate Professor (2012) on the Department of Information Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. Ye. Alekseev. The author of more than 70 scientific papers. Area of expertise: statistical signal processing and its application in communications and radar; detection and estimation theory; adaptive signal processing; data processing in networks; machine learning.
E-mail: mavrychev.eugene@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0002-5707-0806>

УДК 621.396.6+551.510.535+550.388.2

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-4-53-65>

Связь ориентации поперечных осей мелкомасштабных анизотропных неоднородностей среднеширотной ионосферы с направлением дрейфа на высотах F-области

В. А. Панченко^{1✉}, В. А. Телегин¹, Н. Ю. Романова²

¹Институт земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн им. Н. В. Пушкова РАН
Калужское шоссе, д. 4, Москва, г. Троицк, 108840, Россия

²Полярный геофизический институт
ул. Халтурина, д. 15, Мурманск, 183010, Россия

✉ panch@izmiran.ru

Аннотация

Введение. Ранее было установлено, что в полярной ионосфере мелкомасштабные неоднородности (МН), вытянутые вдоль магнитного поля, анизотропны в поперечном к магнитному полю направлении. При этом большая из поперечных осей МН имеет тенденцию ориентироваться вдоль направления дрейфа МН. Косвенно это подтверждалось и для ионосферы средних широт, однако прямые сопоставления направления анизотропии МН и направления ионосферного дрейфа для средних широт отсутствовали.

Цель работы. Прямое сопоставление экспериментальных данных о форме МН с параметрами движения неоднородностей при измерениях в одном и том же месте (Москва), в одно и то же время. Ранее экспериментально полученные значения ориентации поперечной анизотропии МН в среднеширотной ионосфере сравнивались только с моделью нейтральных ветров.

Материалы и методы. Для определения параметров анизотропии МН использован томографический подход – обработка радиомерцаний сигналов при пролете ряда навигационных спутников, излучающих частоты 150 и 400 МГц. В рамках модели МН в виде ориентированных по магнитному полю эллипсоидов с тремя разными характерными масштабами размеров вдоль и поперек магнитного поля Земли получены оценки соотношения осей эллипсоидов и ориентации поперечных осей анизотропии. Параметры неоднородностей получены подбором параметров модели, при которых расчетный ход дисперсии логарифма относительной амплитуды сигналов спутников по мере их движения по орбите наиболее близок к экспериментально полученной зависимости.

Оценки скорости и направления дрейфа среднемасштабных неоднородностей (СН) получены по данным ионзонда DPS-4, при радиолокации ионосферы дециметровыми волнами с поверхности земли. Используются так называемые карты неба, отражающие распределение энергии рассеянных радиоволн по углам прихода. Одновременные измерения доплеровских сдвигов частоты и углов прихода на землю рассеянных волн позволяют получить оценки трех компонент скорости дрейфа среднемасштабных неоднородностей.

Результаты. Обнаружено хорошее соответствие между направлением дрейфа среднемасштабных неоднородностей и ориентацией поперечной анизотропии мелкомасштабных неоднородностей.

Заключение. Обсуждаемая связь ориентации поперечной анизотропии вытянутых неоднородностей и направления их дрейфа может быть полезна в условиях дефицита информации о неоднородной ионосфере.

Ключевые слова: ионосфера, ориентация неоднородностей, дрейф неоднородностей, обратное рассеяние, загоризонтная радиолокация

© Панченко В. А., Телегин В. А., Романова Н. Ю., 2019



Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License
This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Для цитирования: Панченко В. А., Телегин В. А., Романова Н. Ю. Связь ориентации поперечных осей мелкомасштабных анизотропных неоднородностей среднеширотной ионосферы с направлением дрейфа на высотах F-области // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 4. С. 53–65. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-53-65

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 25.04.2019; принята к публикации после рецензирования 03.06.2019; опубликована онлайн 27.09.2019

Correlation between the Orientation of Cross-Field Axes of Small-Scale Anisotropic Irregularities in Midlatitude Ionosphere and Drift Direction in the F Region

Valery A. Panchenko^{1✉}, **Viktor A. Telegin**¹, **Natalia Yu. Romanova**²

¹*Pushkov Institute of Terrestrial Magnetism,
Ionosphere and Radio Wave Propagation Russian Academy of Sciences
4, Kaluzhskoe Hwy, 108840, Moscow, Troitsk, Russia*

²*Polar Geophysical Institute
15, Khalturina Str., 183010, Murmansk, Russia*

✉ panch@izmiran.ru

Abstract

Introduction. It was previously reported that small-scale irregularities (SSI) in the polar ionosphere are elongated along the magnetic field and anisotropic in its cross-field direction. At the same time, the largest of the SSI cross-field axes tends to orient along the SSI drift direction. This is also indirectly confirmed for the midlatitude ionosphere, however, direct correlations of the SSI anisotropy and ionospheric drift directions in the middle latitudes are absent.

Objective. The main objective of this work is a direct comparison of the experimental data of SSI shape with motion parameters of irregularities, which are measured at the same place (Moscow) at the same time. Previously, experimentally obtained values of the SSI cross-field anisotropy orientation in the midlatitude ionosphere were compared only with the neutral winds model.

Materials and methods. A tomographic approach is used to determine the SSI anisotropy parameters by processing radio scintillation signals while overfly of several navigation satellites emitting on frequencies of 150 MHz and 400 MHz. Estimations of ratio between the ellipsoids axes and cross-field anisotropy orientations in the framework of SSI model in a form of magnetic field oriented ellipsoids with three different dimensions along and across the Earth's magnetic field are obtained. Irregularities parameters are obtained by selecting the model parameters when the calculated logarithm dispersion of the satellite signals relative amplitude while they orbiting is the closest to the experimentally obtained curve.

Estimations of the velocity and drift direction of medium-scale irregularities (MSI) by using DPS-4 ionosonde data acquired while decameter-wave radar studies of ionosphere from the Earth's surface are obtained. The so-called "sky maps" presenting the energy distribution of scattered radio waves on incident angles are used. Simultaneous measurements of Doppler frequency shifts and incident angles of scattered waves allow obtaining estimations of three components of the medium-scale irregularities drift velocity.

Results. A good correlation between the drift direction of medium-scale irregularities and cross-field anisotropy orientation of small-scale irregularities is found.

Conclusion. The correlation between the cross-field anisotropy orientation of the elongated irregularities and their drift direction can be useful under conditions of the lack of information on ionospheric irregularities.

Key words: ionosphere, cross-field anisotropy orientation, irregularities drift, backscattering, over-the-horizon radar

For citation: Panchenko V. A., Telegin V. A., Romanova N. Yu. Correlation between the Orientation of Cross-Field Axes of Small-Scale Anisotropic Irregularities in Midlatitude Ionosphere and Drift Direction in the F Region. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 4, pp. 53–65. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-53-65

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

Submitted 25.04.2019; accepted 03.06.2019; published online 27.09.2019

Введение. Все методы и устройства дистанционного, бесконтактного контроля объектов используют волны в той или иной среде: акустические волны в гидролокации или звуковой пеленгации артиллерийских систем, акустические продольные и поперечные волны в толще Земли при регистрации сейсмических событий, электромагнитные волны оптического диапазона при лидарных измерениях, электромагнитные волны радиодиапазона ($10^5 \dots 10^{12}$ Гц) при радиолокации или местоопределении объектов. Во всех случаях ценность получаемой информации зависит от правильного задания законов распространения волн, свойств сигналов, априорных свойств объектов и, что очень важно, максимально полного учета характеристик среды распространения используемых сигналов. Для разных сред это различные характеристики, но общим является то, что эти параметры определяют коэффициент преломления используемых волн. Если в гидролокации важны распределения плотности и солености воды, распределение температуры, то при электромагнитном зондировании – распределение диэлектрической проницаемости среды.

Интерпретация результатов измерения характеристик контролируемого объекта может быть улучшена прямым измерением характеристик среды, например, использованием дополнительных каналов или систем в радиолокаторах для определения помех из-за рассеяния в среде распространения сигнала или применением многочастотных систем в системах спутниковой навигации. В ряде случаев такие реальные измерения малоэффективны, затруднительны или невозможны. В этих условиях важно выбрать модель среды, правильно описывающей основные свойства показателя преломления. Такие модели создаются для каждой из сред и должны включать в себя детерминированную часть, описывающую поведение усредненных параметров в пространстве и времени и случайную изменчивость во времени и в пространстве (неоднородности среды).

Областью интересов авторов настоящей статьи является распространение радиоволн в ионосфере, являющейся электропроводящей средой, где диэлектрическая проницаемость определяется плотностью электронного содержания в слабоионизированной плазме. Для ионосферы накоплен и систематизирован большой объем феноменологических данных [1, 2], построены и постоянно улучшаются модели регулярной структуры ионосферы, т. е. распределения ионизации в зависимости от географических координат региона, времени года и суток, усредненных индексов солнечной активности и текущей магнитной активности [3, 4] и даже лунных приливов. Принимаются усилия для построения распределения в пространстве и времени ионосферных неоднородностей (ИН) [5, 6], ответственных за поведение сигналов систем связи, местоопределения и радиолокации (замирания, искажения формы, распыления по времени, искажения спектра принимаемых сигналов), свойства которых необходимо знать и учитывать в задачах радиолокации, в построении и функционировании систем местоопределения (GPS, GLONASS, Galileo и т. д.). Ухудшение точности определения координат таких систем и даже грубые сбои во время сильных ионосферных возмущений хорошо известны [7]. В задачах загоризонтной радиолокации обратное рассеяние от ИН является одним из главных источников помех, поэтому для обеспечения правильного проектирования и функционирования загоризонтной радиолокационной системы и систем связи полезны любые феноменологические данные или априорные сведения об ионосферных неоднородностях.

В настоящей статье параметры рассеивающих неоднородностей определяются исходя из представлений об ионосфере как о плоскостростой среде, показатель преломления n которой зависит от высоты z и частоты радиоволны ω , в которую добавлены (погружены) неоднородности различных пространственных и временных масштабов.

Радиолокация и радионавигация
Radiolocation and Radio Navigation

ORIGINAL ARTICLE

В ионосфере без неоднородностей при зондировании с поверхности Земли радиоволны частоты ниже некоторой критической ω_0 испытывают полное внутреннее отражение в области, где показатель преломления $n(z, \omega)$, уменьшаясь с высотой, обращается в ноль [2]. Для плоскостной модели ионосферы без неоднородностей поверхности $n(z, \omega) = 0$ идут параллельно друг другу. При моностатическом зондировании ионосферы на фиксированной частоте $\omega \leq \omega_0$ область отражения единственная, и волна возвращается на землю вертикально, из зенита. При добавлении в плоскостную ионосферу неоднородностей различного масштаба поверхности равной электронной концентрации уже не параллельны друг другу (рис. 1). Условием возвращения энергии зондирующей волны в точку излучения теперь является локальная перпендикулярность луча к поверхности отражения на участках поверхности, где $n(x, y, z, \omega) = 0$. Энергия отраженной радиоволны теперь поступает не из одной точки (зенита), а распределена в некотором конусе углов прихода из-за рассеяния на неоднородностях различных пространственных и временных масштабов.

Для процессов рассеяния имеет значение форма неоднородностей. Так называемые перемещающиеся волнообразные ионосферные возмущения с характерными пространственными масштабами $10^2 \dots 10^3$ км, являющиеся причиной хорошо из-

вестных квазипериодических вариаций критических частот и высоты ионосферных слоев F1 и F2 с периодами от 5 мин до 2 ч, имеют произвольную форму. В то же время наблюдаемые сигналы обратного рассеяния говорят о присутствии неоднородностей масштаба $10^{-1} \dots 10^3$ м [8] – так называемых мелкомасштабных неоднородностей (МН), сильно вытянутых вдоль магнитного поля (рис. 2). Схематично модель ионосферы с неоднородностями разных масштабов представлена на рис. 1.

Случайные МН обычно описываются корреляционной функцией в виде эллипсоида, у которого главная, наибольшая ось направлена вдоль магнитного поля Земли (рис. 2, а). Такая вытянутость обусловлена тем, что коэффициенты диффузии электронов и ионов вдоль и поперек магнитного поля сильно различаются. Экспериментальные оценки отношения осей эллипсоида (степень вытянутости) сильно колеблются от 3...4 в [8], до нескольких сотен [9]. Часто считается, что МН можно представить в виде эллипсоидов вращения, однако исследования разных лет показывают, что это не всегда допустимо [10, 11], и далее МН рассмотрены поперечно-анизотропными, т. е. равенство поперечных осей эллипсоидов не предполагается (рис. 2, б).

Целью настоящей статьи является неочевидное сопоставление формы ионосферных неоднородностей с параметрами их движения, а именно ориентации поперечной анизотропии МН ионосферы, с направлением дрейфа среднесамабных неоднородностей (СН) на высотах F-слоя, экспериментально измеренных в одно и то же время, в одном и том же месте (Москва). Под МН подразумеваются

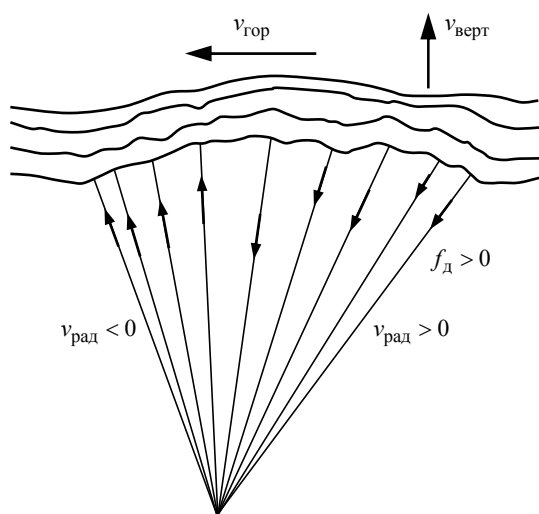


Рис. 1. Модель ионосферы с неоднородностями различных масштабов

Fig. 1. Ionosphere model with different scale irregularities

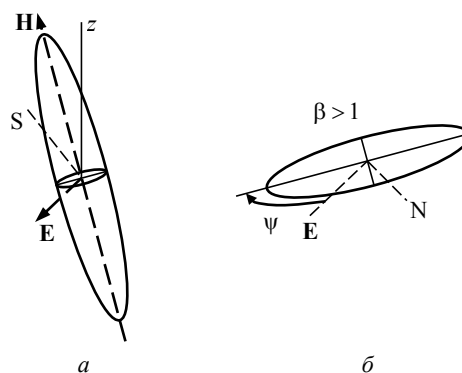


Рис. 2. Корреляционная функция мелкомасштабных неоднородностей

Fig. 2. Correlation function of small-scale inhomogeneities: а – correlation function; б – cross-section

неоднородности с размерами 0.1...3 км, под СН – неоднородности с размерами 5...50 км. При этом использованы существенно разные методы измерений параметров МН и СН. Форма и ориентация МН определялись по томографической методике [10] путем приема на поверхности Земли сигналов низколетящих навигационных спутников. Параметры дрейфа СН измерялись путем зондирования ионосферы с поверхности Земли с использованием ионозонда DPS-4 [12–15].

Томографический метод определения ориентации поперечной анизотропии разработан в [10]. Рассмотрена модель хаотично расположенных МН в виде вытянутых вдоль магнитного поля эллипсоидов. Считается, что их форма и местоположение неизменны за время измерения. Лучевые траектории от пролетающего искусственного спутника Земли (ИСЗ) до наземного приемника пересекают область, содержащую МН. В предположении слабых неоднородностей и отсутствия рассеяния назад с помощью приближения Рытова [16] получены выражения для дисперсии логарифма относительной амплитуды сигнала ИСЗ $\chi = \ln(A/A_0)$, где A – флуктуирующая амплитуда сигнала в присутствии неоднородностей; A_0 – амплитуда нефлуктуирующего сигнала в среде без неоднородностей и способ экспериментальной оценки χ . В выражение для χ в [10] входят вытянутость неоднородностей вдоль магнитного поля α , вытянутость неоднородностей перпендикулярно магнитному полю β (большая из поперечных осей эллипсоида) и угол ψ этой оси с направлением на восток (см. рис. 2). При этом $\alpha > \beta > 1$. Угол ψ называется ориентацией поперечной анизотропии. Определение параметров анизотропных МИ α , β и ψ возможно в результате обработки амплитуды сигналов пролетных ИСЗ.

Моделирование показывает [10], что параметры анизотропии существенно влияют на изменение дисперсии логарифма относительной амплитуды сигнала (χ) по мере прохождения спутника вблизи магнитного зенита. Напротив, высота расположения слоя с неоднородностями, его толщина и степень спада пространственного спектра неоднородностей влияют на χ не очень существенно. Подробности методики обработки экспериментального материала, дополнительные

предположения о параметрах неоднородностей и высоте их расположения представлены в [10].

На практике применяется следующий порядок действий. При нахождении спутника в зоне радиовидимости наземным приемником записывается радиосигнал на частоте 150 МГц, который искажается при прохождении через F-слой ионосферы, содержащий МН. На основе соотношений из [10] по экспериментальным данным рассчитываются значения дисперсии $\sigma^2(\chi)$ в зависимости от положения спутника. При пересечении лучом "спутник–приемник" области с МН может наблюдаться повышенная изменчивость амплитуды принимаемой радиоволны из-за рассеяния, приводящая к росту $\sigma^2(\chi)$ (рис. 3, кривая 1) и к образованию максимума, пространственно охватывающего область с неоднородностями. Если значение в максимуме в несколько раз превышает уровень фона, можно определить пространственные параметры неоднородностей α , β и ψ . Для этого нужно построить аппроксимацию экспериментальной зависимости (рис. 3, кривая 2) по соотношениям из [10]. Аппроксимация происходит путем подбора числовых значений α , β и ψ . В [10] показано, что ширина теоретического максимума зависит в основном от величин α и β . Пространственное положение теоретического максимума существенно зависит от величины ψ и в большинстве случаев определяется с точностью 2...3°.

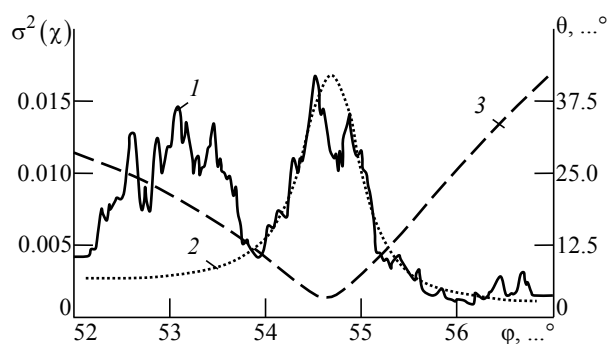


Рис. 3. Зависимость дисперсии логарифма относительной амплитуды сигнала и угла между вектором магнитного поля и направлением на спутник от географической широты спутника (Москва, 11.01.2014 00:25 UT)

Fig. 3. The dependence between the logarithm dispersion of signal relative amplitude and angle between the magnetic field vector and line connecting the satellite with its latitude (Moscow, 11.01.2014 00:25 UT):

1 – experiment; 2 – simulation;
3 – angle between the magnetic field vector and line connecting the satellite with its latitude

Представленные в настоящей статье измерения проведены в Москве. Угол между направлением в зенит и вектором магнитного поля составлял 14° .

Поскольку траектория спутника и карты обычно даны в географических координатах, то вместо угла ψ в магнитных координатах будем использовать угол ψ_a , получаемый проекцией направления ψ на горизонтальную плоскость, но в отличие от [10] будем отсчитывать этот угол стандартно – по часовой стрелке от направления на географический север.

Продemonстрируем метод определения параметров α , β и ψ_a на примере, представленном на рис. 3 (φ – географическая широта спутника). В данном сеансе угол между вектором магнитного поля и направлением на спутник θ сначала спадал от 31 до 3.5° , а затем возрастал до 44.9° (рис. 3, кривая 3). При этом вблизи магнитного зенита ($\theta_{\min} = 3.5^\circ$) на графике $\sigma^2(\chi)$ (кривая 1) сформировался пик шириной около 1° . Моделирование (кривая 2) показало, что наилучшее согласие получается при параметрах $\alpha = 9$, $\beta = 2$, $\psi_a = 95^\circ$. Показательно, что аппроксимация МИ в виде эллипсоидов вращения ($\beta = 1$) оказалась неудовлетворительной.

Радиолокационный метод оценки дрейфа среднемасштабных неоднородностей. Размещенный в Москве (ИЗМИРАН) ионозонд DPS-4 [12] с аппаратной точки зрения является импульсным доплеровским радиолокатором с применением сверток фазоманипулированных кодовых последовательностей (ФКМ-сигналов). Он имеет фазированную приемную малоэлементную антенную решетку. Ионозонд работает на переменной частоте зондирования в диапазоне $1 \dots 40$ МГц. Подробности функционирования DPS-4 и способов обработки ионограмм можно найти в [12, 13, 15]. Отметим здесь только самые существенные для исследования неоднородной структуры особенности данного аппарата. При зондировании ионосферы из-за наличия магнитного поля Земли излученная антенной плоскополяризованная волна распадается на две эллиптически поляризованные волны. Это так называемые обыкновенная волна (О-волна) и необыкновенная волна (Х-волна). Они имеют различные показатели преломления и отражаются на разных высотах ионосферы.

Обычно антенны ионозонда на земле принимают суперпозицию О- и Х-волн. При анализе поля принимаемых на земле радиоволн для определения характеристик рассеивающих неоднородностей нужно обеспечить прием радиоволн только одной из двух поляризаций (обычно обыкновенной). В DPS-4 эта задача решается применением в качестве приемных антенн скрещенных рамок и совмещенных с ними переключателей поляризации (рис. 4). Поскольку магнитное поле в ионосфере над Москвой отклонено от вертикали на $13 \dots 14^\circ$, О- и Х-волны поляризованы практически циркулярно, поэтому для подавления нежелательной поляризации в каждой антенне достаточно сложить сигналы рамок, сдвинув один из них по фазе на $\pm 90^\circ$. Для улучшения подавления нежелательной поляризации в DPS-4 [12] на передачу также используется антенна циркулярной поляризации (рис. 4), на каждое из скрещенных полотен которой подается сигнал от своего передатчика, причем эти сигналы сдвинуты по фазе относительно друг друга на $\pm 90^\circ$.

Основным режимом работы DPS-4 является снятие ионограмм (рис. 5) – измерение зависимости задержки отраженного от ионосферы сигнала (так называемой кажущейся высоты) от зондирующей частоты f . Типичная ионограмма в

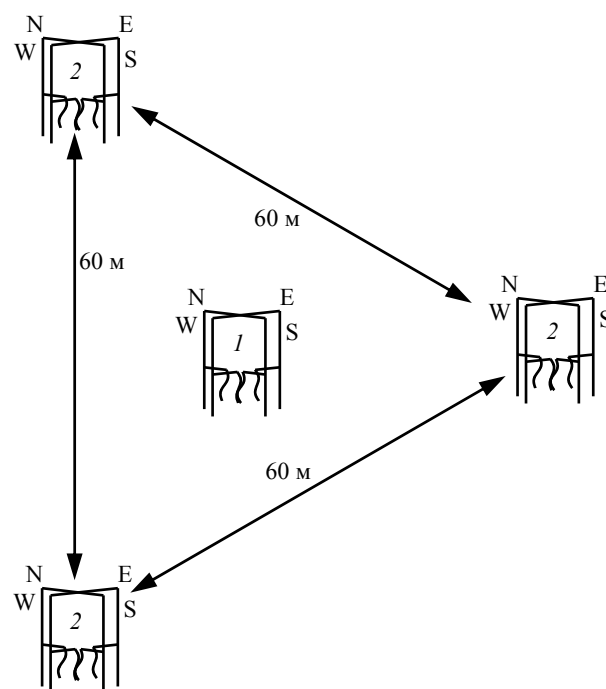


Рис. 4. Приемная антенная система ионозонда DPS-4

Fig. 4. The receiving antenna system of the DPS-4 ionosonde

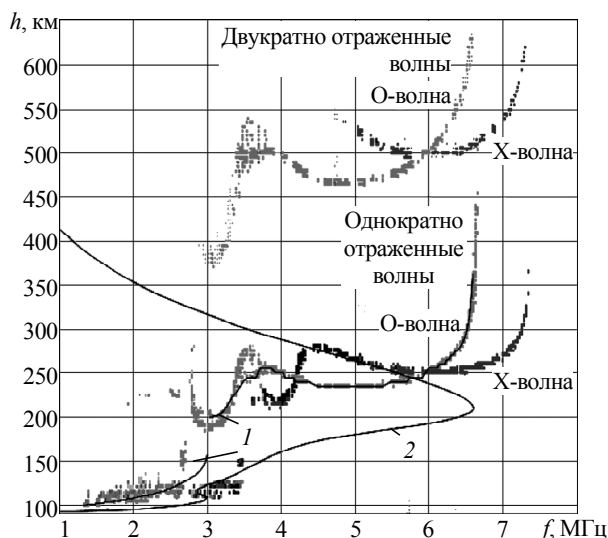


Рис. 5. Ионограмма и рассчитанный профиль электронной концентрации в спокойных ионосферных условиях

Fig. 5. Ionogram and calculated electron concentration profile under calm ionospheric conditions

спокойных ионосферных условиях приведена на рис. 5. Амплитуда принятого сигнала отображается плотностью почернения меток. Видны четыре ветви сигналов: однократно отраженные О- и Х-сигналы и двукратно отраженные О- и Х-сигналы. В спокойных условиях, когда рассеяние в ионосфере практически отсутствует, ионограммы представляют собой четкие следы, как на рис. 5.

Для расчетов обычно берется сигнал однократно отраженной О-волны, по которому программой построен трек (рис. 5, 1), который используется для автоматического расчета распределения электронной концентрации по высоте ионосферы (рис. 5, 2) – профиля электронной концентрации.

Кроме сканирования диапазона частот DPS-4 может работать как классический радиолокатор с доплеровской фильтрацией сигналов и определением углов прихода отраженных от цели (ионосферы) радиосигналов. В этом режиме DPS-4 циклически перебирает несколько фиксированных интервалов частот. Амплитуды и фазы на каждой из четырех антенн (рис. 4), полученные в процессе измерения, сохраняются в файлах специального формата DFT [12]. В результате обработки этих файлов определяются углы прихода каждой из парциальных радиоволн (с разбивкой ячеек по дальности и доплеровскому сдвигу) и строятся так называемые карты неба (КН) (Skymaps), отображающие распределение мощности отраженных от неоднородной ионосферы

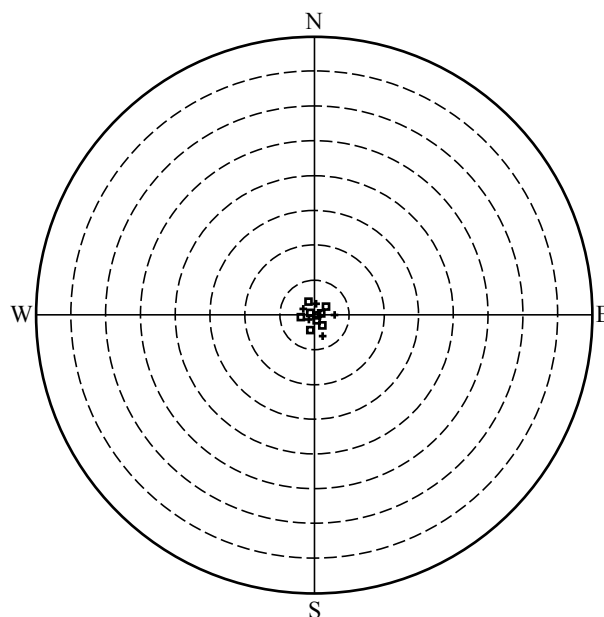


Рис. 6. Карта неба, построенная по данным ионограммы рис. 5

Fig. 6. The skymap constructed from the ionogram data at Fig. 5

радиоволн по углам прихода. КН в DPS-4 обычно отображаются в пределах 40° от зенита (внешняя окружность на рис. 6, 8, 10 и 12). На рис. 6 представлена КН, полученная по данным, на основании которых построена ионограмма рис. 5. Как следует из рис. 6, отраженные от ионосферы сигналы приходят из очень узкого конуса углов вблизи зенита (крестовые маркеры – сигналы с положительным доплеровским сдвигом, квадратные – с отрицательным доплеровским смещением). Такое распределение мощности по углам прихода типично для спокойных ионосферных условий, когда отсутствуют ионосферные неоднородности и, соответственно, нет рассеяния на них.

Большую часть времени в среднеширотной ионосфере наблюдается рассеяние зондирующих сигналов в той или иной степени [6]. При этом треки ионограмм расширяются по высоте и частоте и ионограммы приобретают вид, показанный на рис. 7 (часть ионограммы, изображенная сплошной линией, получена в результате прямых измерений; часть, изображенная штриховой линией, – компьютерным моделированием). В данном случае конус, из которого на землю приходят рассеянные радиоволны расширяется, а его центр может существенно отклоняться от зенита (рис. 8). Причем области максимальной локализации волн

Радиолокация и радионавигация
Radiolocation and Radio Navigation

ORIGINAL ARTICLE

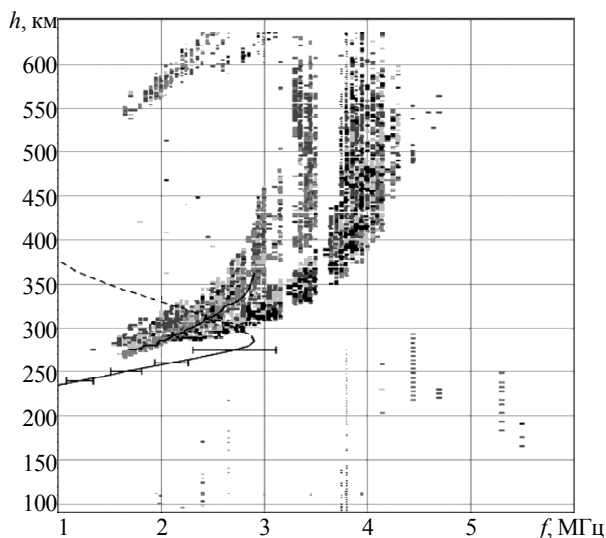


Рис. 7. Ионограмма при рассеянии на ионосферных неоднородностях (Москва, 11.01.2014 00:25 UT)

Fig. 7. Ionogram showing scattering on ionospheric irregularities (Moscow, 11.01.2014 00:25 UT)

с положительным (крестовые маркеры, зона выделена сплошной линией) и отрицательным доплеровским сдвигом (квадратные маркеры, зона выделена штриховой линией) могут различаться. Измерив углы прихода и соответствующие доплеровские сдвиги для каждого отражателя (СН ионосферы) при не менее трех отражателях, можно выполнить следующие процедуры.

Предположив, что три выбранных отражателя

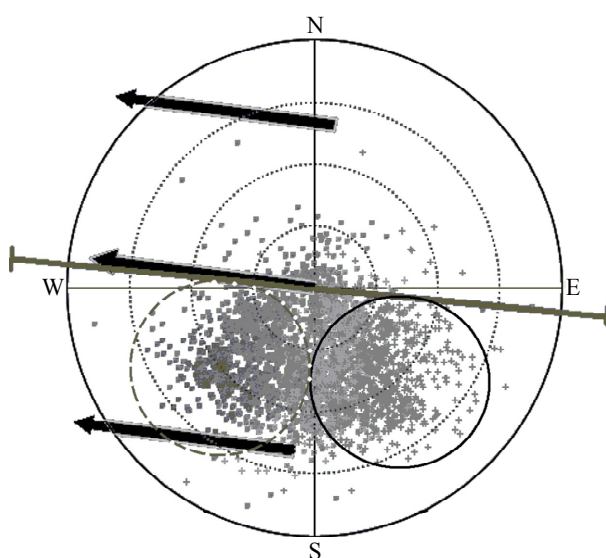


Рис. 8. Карта неба при ионосферном рассеянии (Москва, 11.01.2014 00:25 UT) (см. рис. 7)

Fig. 8. Skymap under conditions of ionospheric scattering (Moscow, 11.01.2014 00:25 UT) (see Fig. 7)

имеют один и тот же вектор скорости, можно записать систему уравнений и найти все три компоненты этого вектора [11, 13, 15]. Перебрав различные тройки отражателей, можно получить массив векторов и оценить среднее значение и дисперсию скоростей. Процедуру усреднения можно провести с учетом весовых коэффициентов, отражающих относительную мощность различных парциальных волн.

Алгоритм, аналогичный описанному, использован в поставляемом комплекте математического обеспечения ионозонда DPS-4. В стандартном режиме после снятия ионограммы автоматически выбираются четыре фиксированные частоты, на которых проводится зондирование. Далее строятся КН и определяются три компоненты скорости неоднородностей. Полученные значения выводятся и фиксируются в массиве с построением суточных графиков.

Рис. 8 представляет собой автоматически сформированное DPS-4 изображение (несколько упрощенное). Оригинальные цветные изображения ионограмм и КН можно найти в [14]. КН на рис. 8 соответствует ионограмме на рис. 7. Стрелки на рис. 8 показывают направление дрейфа, усредненное по всем отражателям на данном рисунке. Горизонтальное движение неоднородностей происходит в направлении от области с преимущественно положительными сдвигами доплеровской частоты в сторону области с преимущественно отрицательными сдвигами (см. стрелки $v_{\text{верт}}$ на рис. 1 и рис. 8).

Точность измерения скоростей зависит от интенсивности рассеяния. В дневные часы, когда ионосферное рассеяние меньше (меньше неоднородностей на КН и узок занимаемый ими конус вокруг зенита), точность измерения скоростей часто неудовлетворительна. В ночных условиях, когда неоднородностей на КН сотни или тысячи, точность измерения скоростей выше, а оценка дисперсии скоростей, определяющая точность измерений достаточно корректна. Удовлетворительными можно считать измерения, где средние значения скоростей в 3–5 раз превышают среднеквадратические отклонения.

Именно измерения в темное время суток использованы в представленных далее результатах для сравнений.

Результаты экспериментов. Ранее амплитудный томографический метод был успешно применен в ряде работ [10, 17–20]. Использовалась система российских навигационных спутни-

ков, работающих на частотах 150 и 400 МГц, с почти круговыми орбитами высотой около 1000 км. Было показано, что в полярной шапке и авроральной зоне ориентация поперечной анизотропии ψ_a коррелирует с направлением дрейфа плазмы $\psi_{др}$, определенным по данным радаров некогерентного рассеяния и системы SuperDARN. Вытянутость высокоширотных неоднородностей вдоль геомагнитного поля (ось α) меняется от 10 до 100...150, а вытянутость перпендикулярно геомагнитному полю (ось β) – от 3 до 30...40, т. е. неоднородности поперечно-анизотропны. Исследование среднеширотных неоднородностей показало, что они также вытянуты преимущественно вдоль геомагнитного поля, в некотором направлении перпендикулярно ему, и параметры α и β численно схожи с параметрами высокоширотных неоднородностей [21], а ориентация их поперечной анизотропии ψ_a различна при различных геофизических условиях [21].

Из-за отсутствия радаров некогерентного рассеяния или радаров SuperDARN в европейской части России не имелось данных о дрейфе плазмы в среднеширотной ионосфере, а ориентация ψ_a для средних широт ранее сравнивалась только с моделью нейтральных ветров [21]. Сравним ориентацию ψ_a с экспериментальными данными о дрейфе плазмы, полученными радиолокационным методом в регионе Москвы, в одни и те же моменты времени.

Для сравнения были выбраны сеансы, когда по данным приемного пункта в Москве были успешно определены ориентации ψ_a МН. Из всего массива данных об амплитуде сигналов ИСЗ это удалось сделать только примерно в 3 %, так как критерий применимости метода состоит, во-первых, в наличии максимума в графике дисперсии логарифма относительной амплитуды, и, во-вторых, этот максимум не должен превышать значения 0.3, поскольку расчеты теоретической модели рассеивающих неоднородностей сделаны в рамках приближения Рытова [16]. Для января 2014 г. таких успешных сеансов оказалось три: 11 января в 00:25 UT (рис. 3, 7, 8), 15 января в 16:46 UT (рис. 9, 10) и 26 января в 02:18 UT (рис. 11, 12). Именно результаты измерений в этих сеансах сравнивались с оценками скорости и направления

дрейфа плазмы, автоматически полученными радиолокационным методом на размещенном в ИЗМИРАН ионозонде DPS-4 при обычном зондировании в 15-минутном режиме. Для сравнения с направлениями ориентации ψ_a из архива были извлечены наиболее близкие к указанным моментам КН в географических координатах. На рис. 8 представлены данные для 00:19 UT 11 января 2014 г. Направление дрейфа СН $\psi_{др} = 278^\circ$ показано стрелками. Поскольку ориентация ψ_a симметрична повороту на 180° , на рис. 8 ориентация МН показана отрезком $\psi_a = 95^\circ \equiv 275^\circ$. В сеансе 16:46 UT 15 января получено $\alpha = 30$, $\beta = 7$, $\psi_a = 50^\circ \equiv 230^\circ$ и $\psi_{др} = 235^\circ$ (рис. 9, 10).

На КН для 11 (рис. 8) и 15 (рис. 10) января наблюдается хорошее согласие между ориентациями поперечной анизотропии ψ_a и измеренным практически в это же время направлением дрейфа СН $\psi_{др}$.

Однако случай 26 января демонстрирует несколько иную ситуацию. Сначала для расчета $\psi_{др}$ была использована вся КН (рис. 11), как и в случаях 11 и 15 января. Расчет делался автоматически программой DriftExplorer, поставляемой с DPS-4. Было получено значение $\psi_{др} = 320^\circ$ (стрелки на рис. 12). В то же время значение ориентации поперечной анизотропии в этом сеансе $\psi_a = 85^\circ \equiv 265^\circ$ (рис. 11, а также отрезок на рис. 12). Это расхождение потребовало дополнительного рассмотрения.

В результате Г. Н. Жбанковым была разработана программа определения направления дрейфа по КН, аналогичная программе DriftExplorer, но более гибкая в управлении. При обработке всей КН рис. 10 она дала то же значение ориентации $\psi_{др} = 320^\circ$. Однако при ограничении области принимаемых к расчету отражений на рис. 10 окрестностью направления на область, где наблюдается максимум флуктуаций амплитуды, получено существенно лучшее согласие измеренных направлений ψ_a и $\psi_{др}$. Этот факт объясняется тем, что теперь направление дрейфа было определено в ограниченной области, максимально близкой к пространственному положению МН [22].

Радиолокация и радионавигация
Radiolocation and Radio Navigation

ORIGINAL ARTICLE

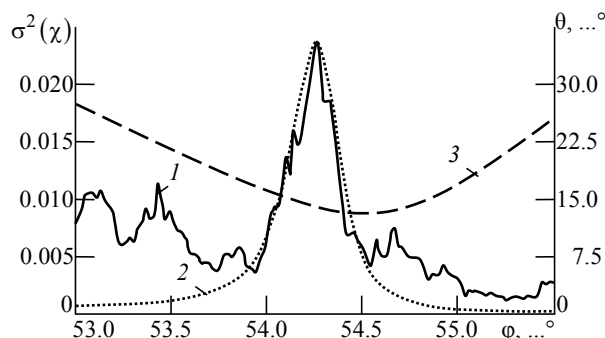


Рис. 9. Зависимость дисперсии логарифма относительной амплитуды сигнала и угла между вектором магнитного поля и направлением на спутник от географической широты спутника (Москва, 15.01.2014 16:46 UT)

Fig. 9. The dependence between the logarithm dispersion of signal relative amplitude and angle between the magnetic field vector and line connecting the satellite with its latitude (Moscow, 15.01.2014 16:46 UT):

1 – experiment; 2 – simulation;
3 – angle between the magnetic field vector and line connecting the satellite with its latitude

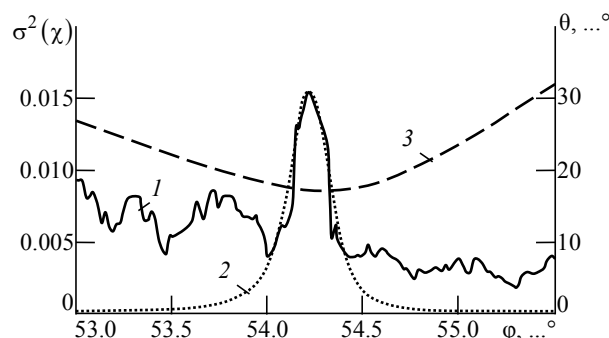


Рис. 11. Зависимость дисперсии логарифма относительной амплитуды сигнала и угла между вектором магнитного поля и направлением на спутник от географической широты спутника (Москва, 26.01.2014 02:18 UT)

Fig. 11. The dependence between the logarithm dispersion of signal relative amplitude and angle between the magnetic field vector and line connecting the satellite with its latitude (Moscow, 26.01.2014 02:18 UT):

1 – experiment; 2 – simulation; 3 – angle between the magnetic field vector and line connecting the satellite with its latitude

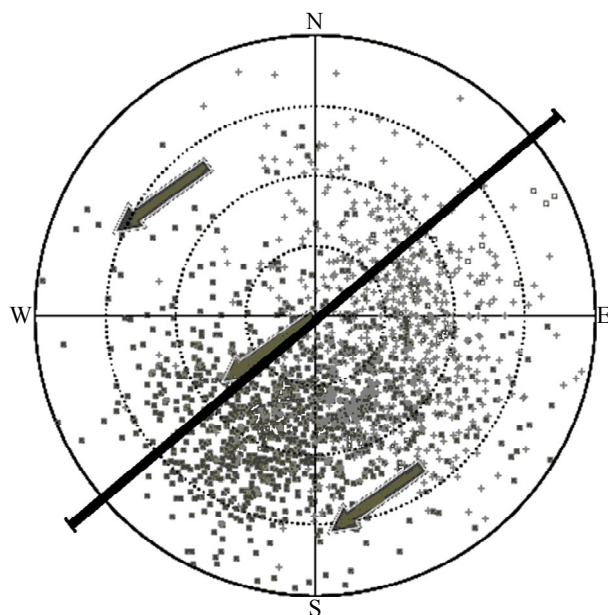


Рис. 10. Карта неба при ионосферном рассеянии (Москва, 15.01.2014 16:46 UT) (см. рис. 9)

Fig. 10. Skymap under conditions of ionospheric scattering (Moscow, 15.01.2014 16:46 UT) (see Fig. 9)

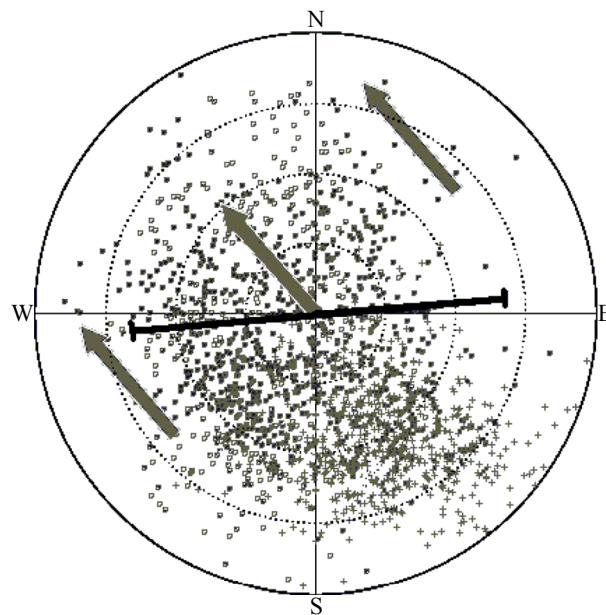


Рис. 12. Карта неба при ионосферном рассеянии (Москва, 26.01.2014 02:18 UT) (см. рис. 11)

Fig. 12. Skymap under conditions of ionospheric scattering (Moscow, 26.01.2014 02:18 UT) (see Fig. 11)

Закключение. Обработка экспериментальных кривых дисперсии логарифма относительной амплитуды сигнала по мере прохождения спутника показала, что неоднородности в F-слое в средних широтах поперечно-анизотропны, как и в высоких широтах, поскольку ни один максимум не удалось аппроксимировать при $\beta=1$, т. е. моделью изотропных вытянутых неоднородностей. МН в среднеширотной ионосфере склонны вытя-

гиваться в поперечном направлении, близком к направлению перемещения СН. Согласие данных тем лучше, чем качественнее привлеченные данные и чем подробнее учтены особенности конкретных случаев. Выявленная связь ориентации поперечной анизотропии вытянутых неоднородностей и направления их дрейфа может быть полезна в условиях дефицита информации о неоднородной ионосфере.

Список литературы

1. Брюнелли Б. Е., Намгаладзе А. А. Физика ионосферы. М.: Наука, 1988. 526 с.
2. Альперт Я. Л. Распространение электромагнитных волн и ионосфера. 2-е изд. М.: Наука, 1972. 564 с.
3. International Reference Ionosphere. URL: <http://irirmodel.org> (дата обращения: 21.07.2019)
4. SMF2 Global Model of F2 Layer Peak Maximum From Satellite and Ground-Based Observation / V. N. Shubin, A. T. Karpachev, V. A. Telegin, K. G. Tsybulya. URL: <http://smf2.izmiran.ru> (дата обращения: 21.07.2019)
5. Явление F-рассеяния в ионосфере / Б. Н. Гершман, Э. С. Казимировский, В. Д. Кокоуров, Н. А. Чернобровкина. М.: Наука, 1984. 140 с.
6. Spread F in the Midlatitude Ionosphere According to DPS-4 Ionosonde Data / V. A. Panchenko, V. A. Telegin, V. G. Vorob'ev, G. A. Zhabankov, O. I. Yagodkina, V. I. Rozhdestvenskaya // *Geomagnetizm i Aeronomiya*. 2018. Vol. 58, № 2. P. 241–249.
7. Влияние ионосферной и магнитосферной возмущенности на сбои глобальных навигационных спутниковых систем / Ю. В. Ясюкевич, И. В. Живетьев, А. С. Ясюкевич, С. В. Воейков, В. И. Захаров, Н. П. Первалова, Н. Н. Титков // *Соврем. проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса*. 2017. Т. 14, № 1. С. 88–98.
8. Насыров А. М. Рассеяние радиоволн анизотропными ионосферными неоднородностями. Казань: Изд-во Казан. ун-та, 1991. 150 с.
9. Результаты комплексных исследований возмущенной области ионосферы с помощью коротковолновой локации в широкой полосе частот и искусственного излучения ионосферы / Е. Н. Сергеев, Е. Ю. Зыков, А. Д. Акчурин, И. А. Насыров, Г. Г. Вертоградов, В. Г. Вертоградов, В. Ю. Ким, В. П. Полиматиди, С. М. Грач // *Изв. вузов. Радиофизика*. 2012. Т. 55, № 1/2. С. 79–93.
10. Anisotropy of Ionospheric Irregularities Determined from the Amplitude of Satellite Signals at a Single Receiver / E. D. Tereshchenko, B. Z. Khudukon, M. O. Kozlova, T. Nygren // *Ann. Geophysicae*. 1999. Vol. 17. P. 508–518.
11. The Anisotropy of High-Latitude Nighttime F Region Irregularities / R. S. Livingston, C. L. Rino, J. Owen, R. T. Tsunoda // *J. Geophys. Res.* 1982. Vol. 87, № 12. P. 10519–10526.
12. Digisonde4DManual_LDI-web1-2-6. Technical Manual. Ver. 1.2.6. URL: <http://digisonde.com/dps-4dmanual.html> (дата обращения: 21.07.2019)
13. The New Digisonde for Research and Monitoring Applications / B. W. Reinisch, I. A. Galkin, G. M. Khmyrov, A. V. Kozlov, K. Bibl, I. A. Lisysyan, G. P. Cheney, X. Huang, D. F. Kitrosser, V. V. Paznukhov, Y. Luo, W. Jones, S. Stelmash, R. Hamel, J. Grochmal // *Radio Sci.* 2009. Vol. 44, iss. 1. doi: 10.1029/2008RS004115
14. URL: <http://147.231.47.3> (дата обращения: 21.07.2019)
15. Frequency-and-Angular Sounding of Traveling Ionospheric Disturbances in the Model of Three-Dimensional Electron Density Waves / V. G. Galushko, A. S. Kascheev, V. V. Paznukhov, Yu. M. Yampolski, B. W. Reinisch // *Radio Sci.* 2008. Vol. 43, iss. 4. doi: 10.1029/2007RS003735
16. Рытов С. М., Кравцов Ю. А., Татарский В. И. Введение в статистическую радиофизику. Ч. 2: Случайные поля. М.: Наука, 1978, 463 с.
17. Comparison of the Orientation of Small Scale Electron Density Irregularities And F Region Plasma Flow Direction / E. D. Tereshchenko, B. Z. Khudukon, M. O. Kozlova, O. V. Evstafiev, T. Nygren, A. Brekke // *Ann. Geophysicae*. 2000. Vol. 18, № 8. P. 918–926.
18. Anisotropy of Ionospheric Irregularities Determined from the Amplitude of Satellite Signals at a Singlereceiver / E. D. Tereshchenko, B. Z. Khudukon, M. O. Kozlova, O. V. Evstafiev, T. Nygren // *Ann. Geophysicae*. 1999. Vol. 17, № 4. P. 508–518.
19. Tereshchenko E. D., Romanova N. Yu., Koustov A. V. VHF Scintillations, Orientation of the Anisotropy of F-region Irregularities and Direction of Plasma Convection in the Polar Cap // *Annales Geophysicae*. 2008. Vol. 26, iss. 7. P. 1725–1730. doi: 10.5194/angeo-26-1725-2008
20. Терещенко Е. Д., Романова Н. Ю., Кустов А. В. Сопоставление поперечной к магнитному полю анизотропии мелкомасштабных неоднородностей с ионосферной конвекцией по данным радаров SuperDARN // *Геомагнетизм и аэрномия*. 2004. Т. 44, № 4. С. 487–492.
21. Романова Н. Ю. Взаимосвязь между направлением горизонтального ветра и ориентацией поперечной анизотропии мелкомасштабных неоднородностей в F-области среднеширотной ионосферы // *Геомагнетизм и аэрномия*. 2017. Т. 57, № 4. С. 463–471.
22. Об ориентации поперечной анизотропии мелкомасштабных неоднородностей F-области в направлении дрейфа над Москвой в январе 2014 года / В. А. Телегин, Н. Ю. Романова, В. А. Панченко, Г. Н. Жбанков // *Physics of Auroral Phenomena, Abstracts of 42nd Annual Seminar, Апатиты, 11–15 March, 2019*. P. 58.

Информация об авторах

Панченко Валерий Алексеевич – кандидат физико-математических наук (1993), старший научный сотрудник ИЗМИРАН. Автор более 80 научных публикаций. Сфера интересов – доплеровский и другие радиометоды в исследовании неоднородной структуры ионосферы.

E-mail: panch@izmiran.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2870-618X>

Радиолокация и радионавигация
Radiolocation and Radio Navigation

ORIGINAL ARTICLE

Телегин Виктор Алексеевич – кандидат физико-математических наук (1984), заведующий лабораторией в ИЗМИРАН. Автор более 100 научных публикаций. Сфера интересов – исследование ионосферных неоднородностей методами вертикального и внешнего зондирования.

E-mail: telegin@izmiran.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1837-6335>

Романова Наталья Юрьевна – дипломированный специалист по специальности "Учитель физики и общетехнических дисциплин" (1999, Мурманский государственный педагогический университет), младший научный сотрудник Полярного геофизического института КНЦ РАН. Автор 20 научных публикаций. Сфера интересов – структура полярной и среднеширотной ионосферы, ионосферы в полярной шапке.

E-mail: romanova@pgi.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6867-4851>

References

1. Bryunelli B. E., Namgaladze A. A. *Fizika ionosfery* [Ionosphere Physics]. Moscow, *Nauka*, 1988, 526 p. (In Russ.)
2. Al'pert Ya. L. *Rasprostraneniye elektromagnitnykh voln i ionosfera* [Propagation of Electromagnetic Waves and Ionosphere]. 2nd ed. Moscow, *Nauka*, 1972, 564 p. (In Russ.)
3. International Reference Ionosphere. Available at: <http://irirmodel.org> (accessed 21.07.2019)
4. Shubin V. N., Karpachev A. T., Telegin V. A., Tsybul'ya K. G. SMF2 Global Model of F2 Layer Peak Maximum From Satellite and Ground-Based Observation. Available at: <http://smf2.izmiran.ru> (accessed 21.07.2019)
5. Gershman B. N., Kazimirovskii E. S., Kokourov V. D., Chernobrovkina N. A. Yavlenie F-rasseyaniya v ionosfere [The F-Scattering Phenomenon in the Ionosphere]. Moscow, *Nauka*, 1984, 140 p. (In Russ.)
6. Panchenko V. A., Telegin V. A., Vorob'ev V. G., Zhbakov G. A., Yagodkina O. I., Rozhdestvenskaya V. I. Spread F in the Midlatitude Ionosphere According to DPS-4 Ionosonde Data. *Geomagnetizm i Aeronomiya*. 2018, vol. 58, no. 2, pp. 241–249.
7. Yasyukevich Yu. V., Zhivet'ev I. V., Yasyukevich A. S., Voeikov S. V., Zakharov V. I., Perevalova N. P., Titkov N. N. Influence of Ionospheric and Magnetospheric Disturbances on Failures of Global Navigation Satellite Systems. Current Problems in Remote Sensing of the Earth from Space. 2017, vol. 14, no. 1, pp. 88–98. (In Russ.)
8. Nasyrov A. M. *Rasseyaniye radiovoln anizotropnymi ionosfernymi neodnorodnostyami* [Radio Wave Scattering by Anisotropic Ionospheric Inhomogeneities]. Kazan, *Izd-vo Kazanskogo un-ta*, 1991, 150 p. (In Russ.)
9. Sergeev E. N., Zykov E. Yu., Akchurin A. D., Nasyrov I. A., Vertogradov G. G., Vertogradov V. G., Kim V. Yu., Polimatidi V. P., Grach S. M. The Results of Comprehensive Studies of the Perturbed Region of the Ionosphere Using a Short-Wavelength Location in a Wide Frequency Band and Artificial Radiation of the Ionosphere. *Radiophysics and Quantum Electronics*. 2012, vol. 55, no. 1/2, pp. 79–93. (In Russ.)
10. Tereshchenko E. D., Khudukon B. Z., Kozlova M. O., Nygren T. Anisotropy of Ionospheric Irregularities Determined from the Amplitude of Satellite Signals at a Single Receiver. *Ann. Geophysicae*. 1999, vol. 17, pp. 508–518.
11. Livingston R. S., Rino C. L., Owen J., Tsunoda R. T. The Anisotropy of High-Latitude Nighttime F Region Irregularities. *J. Geophys. Res.* 1982, vol. 87, no. 12, pp. 10519–10526.
12. Digisonde4DManual_LDI-web1-2-6. Technical Manual. Ver. 1.2.6. Available at: <http://digisonde.com/dps-4dmanual.html> (accessed 21.07.2019)
13. Reinisch B. W., Galkin I. A., Khmyrov G. M., Kozlov A. V., Bibl K., Lisysyan I. A., Cheney G. P., Huang X., Kitrosser D. F., Paznukhov V. V., Luo Y., Jones W., Stelmash S., Hamel R., Grochmal J. The New Digisonde for Research and Monitoring Applications. *Radio Sci.* 2009, vol. 44, iss. 1. doi: 10.1029/2008RS004115
14. Available at: <http://147.231.47.3> (accessed 21.07.2019)
15. Galushko V. G., Kascheev A. S., Paznukhov V. V., Yampolski Yu. M., Reinisch B. W. Frequency-and-Angular Sounding of Traveling Ionospheric Disturbances in the Model of Three-Dimensional Electron Density Waves. *Radio Sci.* 2008, vol. 43, iss. 4. doi: 10.1029/2007RS003735
16. Rytov S. M., Kravtsov Yu. A., Tatarskii V. I. *Vvedenie v statisticheskuyu radiofiziku. Ch. 2. Sluchainye polya* [Introduction to Statistical Radiophysics. Part 2. Random Fields.]. Moscow, *Nauka*, 1978, 463 p. (In Russ.)
17. Tereshchenko E. D., Khudukon B. Z., Kozlova M. O., Evstafiev O. V., Nygren T., Brekke A. Comparison of the Orientation of Small Scale Electron Density Irregularities And F Region Plasma Flow Direction. *Ann. Geophysicae*. 2000, vol. 18, no. 8, pp. 918–926.
18. Tereshchenko E. D., Khudukon B. Z., Kozlova M. O., Evstafiev O. V., Nygren T. Anisotropy of Ionospheric Irregularities Determined from the Amplitude of Satellite Signals at a Singlereceiver. *Ann. Geophysicae*. 1999, vol. 17, no. 4, pp. 508–518.
19. Tereshchenko E. D., Romanova N. Yu., Koustov A. V. VHF Scintillations, Orientation of the Anisotropy of F-region Irregularities and Direction of Plasma Convection in the Polar Cap. *Annales Geophysicae*. 2008, vol. 26, iss. 7, pp. 1725–1730. doi: 10.5194/angeo-26-1725-2008
20. Tereshchenko E. D., Romanova N. Yu., Kustov A. V. Comparison of Transverse to Magnetic Field Anisotropy of Small-Scale Inhomogeneities with Ionospheric Convection

ORIGINAL ARTICLE

Радиолокация и радионавигация
Radiolocation and Radio Navigation

According to SuperDARN Radars. Geomagnetism and Aeronomy. 2004, vol. 44, no. 4, pp. 487–492. (In Russ.)

21. Romanova N. Yu. The Relationship Between the Direction of the Horizontal Wind and the Orientation of the Transverse Anisotropy of Small-Scale Inhomogeneities in the F Region of the Mid-Latitude Ionosphere. Geomagnetism and Aeronomy. 2017, vol. 57, no. 4, pp. 463–471.

22. Telegin V. A., Romanova N. Yu., Panchenko V. A., Zhbakov G. N. *Ob orientatsii poperechnoi anizotropii*

melkomasshtabnykh neodnorodnostei F-oblasti v napravlenii dreifa nad Moskvoi v yanvare 2014 goda [On the Orientation of the Transverse Anisotropy of Small-Scale Inhomogeneities of the F-Region in the Direction of Drift over Moscow in January 2014]. Physics of Auroral Phenomena, Abstracts of 42nd Annual Seminar 11–15 March, 2019, Apatity, p. 58. (In Russ.)

Information about the authors

Valery A. Panchenko – Cand. Sci. (Physics) (1993), Senior Scientist in Pushkov Institute of Terrestrial Magnetism, Ionosphere and Radio Wave Propagation Russian Academy of Sciences. The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: Doppler and other radio methods of the irregular structure of the ionosphere investigations.

E-mail: panch@izmiran.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2870-618X>

Viktor A. Telegin – Dr. Sci. (Physics) (1984), Head of Laboratory in Pushkov Institute of Terrestrial Magnetism, Ionosphere and Radio Wave Propagation Russian Academy of Sciences. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: investigation of ionospheric irregularities by vertical and external sounding methods.

E-mail: telegin@izmiran.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1837-6335>

Natalia Yu. Romanova – Researcher at the Polar Geophysical Institute KSC RAS. The author of 20 scientific publications. Area of expertise: structure of a high- and middle-latitude ionosphere, ionosphere of polar cap.

E-mail: romanova@pgi.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6867-4851>

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-4-66-74>

Low Loss Microwave Ceramic and other Microwave Dielectric Materials for Beam Physics Applications

Alexei D. Kanareykin✉

Euclid Techlabs LLC
5900 Harper Rd, Solon, OH 44139, USA
✉ alexkan@euclidtechlabs.com

Abstract

Introduction. Relativistic, high intensity and small emittance electron bunches are the basis of a future linear collider and free electron laser projects. Drive beam generation in a wakefield structure employing for power extraction and acceleration low loss dielectrics like microwave ceramics, fused silica and Chemical Vapor Deposition (CVD) diamond were considered.

Objective. We report here our experimental testing of a ceramic material with extremely low loss tangent at GHz frequency ranges allowing the realization of high efficiency wakefield acceleration. We also present Barium Strontium Titanium oxides (BST) ferroelectric material, which is a critical tuning element of the 400 MHz superconducting radio-frequency (RF) tuner developed and tested by the CERN/Euclid Techlabs collaboration. The materials discussed here also include quartz and CVD diamonds that are capable of supporting the high RF electric fields generated by electron beams or pulsed high power microwaves. These materials have been optimized or specially designed for accelerator applications.

Materials and methods. The ceramic materials for accelerators, commonly used for the dielectric based accelerating structures, have to withstand high gradient accelerating fields, and prevent potential charging by electron beams. Correspondingly, the ceramic materials, fused silica and CVD diamond were tested with high power wakefield accelerating structures at Argonne Wakefield Accelerator of Argonne National Laboratory. Some of the presented here ceramic materials were tested at X-band 11.4 GHz magnicon high power source.

Results. Low loss microwave ceramics, fused silica, and CVD diamonds have been considered as materials for dielectric based accelerating structures to study of the physical limitations encountered driving > 100 MV/m at microwave and $\sim$ GV/m at THz frequencies in a dielectric based wakefield accelerator. Various ceramic compositions were high power and electron beam tested at X-band 11.4 GHz magnicon power source and Argonne Wakefield Accelerator correspondingly. Special attention was paid to the CVD diamond cylindrical Ka-band 35 GHz wakefield structure development. Finally, the dielectric based structure tuning was demonstrated by varying the permittivity of the BST ferroelectric layer by temperature changes and by applying an external direct current electric field across the ferroelectric. This allows us to control the effective dielectric constant of the composite system and therefore, to control the structure frequency during operation. The same type of ferroelectric material was used for the Ferroelectric Fast Reactive tuner (FE-FRT) development. In a world first, CERN has tested the prototype FE-FRT with a superconducting cavity, and frequency tuning has been successfully demonstrated.

Conclusion. Recent results on the development and experimental testing of advanced dielectric materials for accelerator applications are presented. Low loss microwave ceramics, quartz and CVD diamond are considered. We presented our experimental results on wakefield generation in microwave frequency ranges with the dielectric based accelerating structures. Special attention was paid to the experimental results on high power testing at X-band of the externally powered dielectric based components. Finally, we present here first experimental demonstration of ferroelectric tunable microwave ceramic for accelerator application, which includes both tunable dielectric wakefield accelerating structure and ferroelectric based fast high power tuner for superconducting cavities. The experimental results presented here are critical for the advanced dielectric wakefield accelerating structures and other components development intended for the future linear collider projects.

Key words: microwave, dielectric, ceramic, diamond, ferroelectric, accelerator

© Kanareykin A. D., 2019

For citation: Kanareykin A. D. Low Loss Microwave Ceramic and other Microwave Dielectric Materials for Beam Physics Applications. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 4, pp. 66–74. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-66-74

Acknowledgements. The author would like to thank the research staff of Euclid Techlabs LLC, Solon OH, USA, Ceramics Ltd. of St. Petersburg, Russia and Argonne Wakefield Accelerator of Argonne National Laboratory, Chicago IL, USA for their support and assistance with this paper.

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

Submitted 15.08.2019; accepted 10.09.2019; published online 27.09.2019

Introduction. A linear collider concept based on drive beam generation from an radiofrequency (RF) photoinjector and employing dielectric structures [1] for power extraction and acceleration has been proposed [2]. The collider is based on a modular design with each module providing 100 GeV net acceleration. High frequency (20 GHz) RF power extracted from the drive beam using a low impedance dielectric structure is used to power the main linacs, which are based on high impedance high gradient dielectric loaded accelerating structures [2, 3]. Dielectric structures have been shown to sustain high fields for short RF pulse lengths and can be used as RF power generation devices [3–5]. In this paper, we present a survey of experimental testing of microwave materials with high-current electron beams and high power microwave sources intended for use in dielectric based short pulse linear collider designs [2].

Low loss microwave ceramics, fused silica, and Chemical Vapor Deposition (CVD) diamonds have been considered as materials for dielectric based accelerating structures to study of the physical limitations encountered driving > 100 MV/m at microwave [3–5] and $>$ GV/m at THz frequencies in a dielectric based wakefield accelerator [6]. Advanced dielectric materials can sustain high surface fields and high pulsed power in the GHz frequency range [4]. A 100 MV/m gradient has been demonstrated with an X-band standing wave resonator [3, 4]. THz radiation has been generated by a short ~ 10 GV/m pulse within a 100 μ m diameter dielectric fiber [6]. The electrical and mechanical properties of diamond make it an ideal candidate material for use in dielectric RF structures: high breakdown voltage, extremely low dielectric losses and the highest thermal conductivity coefficient available for removing waste heat from the device [7–9].

Recently developed nonlinear "smart" materials like Barium Strontium Titanium (BST) based low loss ferroelectrics are used as key elements in RF

tuning and phase shifting components to provide fast electronic control [10, 11]. The frequency of a metallic accelerating structure is defined by its geometry. Dielectric loaded accelerator (DLA) structures, on the other hand, have another important parameter that determines the frequency spectrum – the dielectric constant of the loading material. A new technique that allows control of the dielectric constant (and consequently the frequency spectrum) for dielectric waveguides by incorporating ferroelectric layer is considered. It should be noticed that ferroelectric materials are also a base for newly developed accelerator components that allow coupling adjustment and control of power consumption during accelerating cavity filling and are under study for potential Energy Recovery Linac (ERL), International Linear Collider (ILC) and Proton Improvement Plan-II (PIP-II) applications [12, 13].

Methods. Dielectric loaded accelerator structures using low-loss microwave ceramics and excited by a high current electron beam or an external high frequency high power RF source have been under extensive study [1, 3–6]. The basic wakefield RF structure is very simple – a cylindrical, dielectric loaded waveguide with an axial vacuum channel is inserted into a conductive sleeve. A high charge, (typically 20...40 nC), short, (1–4 mm) electron drive beam generates TM_{0n} mode electromagnetic Cherenkov radiation (wakefields) while propagating down the vacuum channel. Following at a delay adjusted to catch the accelerating phase of the wakefield is a second electron (witness) beam. The witness beam is accelerated to high energy directly by the wakefield produced by the drive beam in the collinear accelerating method [1, 2–6]. In a two-beam-acceleration method, a low-energy, high-current particle beam is passed through a deceleration section, where the power from the beam is partially transferred to wakefields. With a properly designed RF output coupler, the power can be extracted to an output waveguide, and used to accelerate a high-energy low-

current beam [3, 4, 14]. A series of proof of principle experiments have been successfully performed in microwave frequency range at the Argonne Advanced Accelerator Test Facility and Argonne Wakefield Accelerator [1, 3–5]. THz range wakefields have been generated by the UCLA-SLAC collaboration [6].

The advantages and potential problems of using dielectric for loading an accelerating structure are discussed in the references [3, 4, 15] and are only summarized here. The advantages are:

- simplicity of fabrication: the device is simply a tube of dielectric surrounded by a conducting cylinder that is a great advantage for high frequency structures compared to conventional structures, where extremely tight fabrication tolerances are required;
- the relatively small diameter of these devices also facilitates placement of quadrupole lenses around the structures useful for suppressing beam break up effects;
- dielectrics can potentially exhibit high breakdown thresholds relative to copper and high shunt impedance;
- reduced sensitivity to the single bunch beam break-up (BBU) instability;
- easy parasitic mode damping [3, 4, 15].

Potential challenges of using dielectric materials in a high power RF environment are breakdown and thermal heating, challenges that are shared with all-metal conventional accelerating structures.

Results and discussion. The first dielectric wakefield acceleration was demonstrated at the Argonne Accelerator Test Facility at Argonne National Laboratory (ANL) [1]. This accelerator provided a beamline for these pioneer wakefield acceleration experiments. The charge per bunch could be varied between 1 and 5 nC, and part of this bunch was subsequently intercepted by a graphite target to form a second beam. Materials used in this proof-of-principal experiment were polystyrene, steatite and nylon that were acceptable at that time for the demonstrated low wakefields magnitudes < 1 MV/m [1].

The Argonne Wakefield Accelerator (AWA) facility was built in the early 1990s, having as its main objective the generation of high charge electron beams for wakefield acceleration and RF power generation [3–4]. A single cell photocathode RF gun was used to produce high charge drive electron bunches of charge up to 100 nC accelerated by two linac tanks to an energy of 15 MeV; a second multi-cell photocathode RF gun was used to generate 4 MeV

witness bunches. The two beamlines – drive beam and witness beam – were connected by a combining section that provided drive and witness beams that could be configured as both a collinear wakefield accelerator and two beam accelerator [3–4, 14].

Several materials have been beam tested at the AWA facility to demonstrate dielectric based acceleration. An X-band dielectric loaded accelerator has been developed [15], and several standing-wave DLA structures have been tested under high gradients up to 100 MV/m [3, 4]. Recently lower power loss and higher acceleration efficiency multilayer DL structures were proposed [16] and bench tested [17]; an enhanced transformer ratio was shown in a ramped bunch train test in a DLA structure [18]. Different materials such as cordierite ($\epsilon = 4.7$), forsterite ($\epsilon = 6.3$), magnesium calcium titanium oxides (MCT) ($\epsilon = 20$), alumina ($\epsilon = 9.8$) and quartz ($\epsilon = 3.8$) have been used for different applications, which provided useful experience in choosing dielectric materials and testing RF breakdown thresholds.

Dielectric loaded wakefield structures have potential to be used as high gradient accelerator components, and 15 MeV drive beam measurements of the ceramic and quartz materials are summarized in Table 1 of this paper. The table is limited to the work of the AWA group and contributions from their collaborators. After the AWA demonstrated its capability of producing > 100 nC per single bunch, attempts were made to achieve high accelerating gradients in several short standing-wave structures using wakefields from a high charge beam [3, 4]. Quartz and cordierite structures have been recently beam tested, with dielectric constants of 3.75 and 4.76, respectively. The AWA group has been able to gradually increase the gradient in dielectric wakefield devices from 20 MV/m a few years ago to the current 100 MV/m. The results show no observed breakdown [3–4], Table 1.

A method of power extraction has to be provided for a two-beam accelerator design [3, 4, 14]. As part of the two-beam accelerator program at AWA, a 7.8 GHz DL power extractor has been designed and tested with an intense electron beam. 30 MW of power has been generated in single bunch experiments and 44 MW in tests using a train of four bunches [19]. Furthermore, a 26 GHz DL power extractor has been designed and demonstrated in 2009, and 30 MW output power has been reached in a 10

Table 1. Ceramic microwave materials that have been utilized for the dielectric loaded accelerating (DLA) structure development

Dielectric	ε	$\tan \delta$, 10 GHz	Frequency, GHz	Experiment, reference
Quartz	3.8	$<1 \cdot 10^{-4}$	11.4	High Gradient Standing Wave [3, 4]
Cordierite	4.7	$<1.5 \cdot 10^{-4}$	7.8 8.6 21 11.4/30	7.8 GHz TBA Power Extractor [14] High Gradient Standing Wave [3, 4] 21 GHz DL Power Extractor [19] Two Channel High Transformer Ratio [23]
Diamond	5.7	$<1 \cdot 10^{-4}$	26-35	High Gradient Standing Wave [5, 9]
Forsterite	6.3	$<2 \cdot 10^{-4}$	11.4 26	Traveling Wave DLA [13] 26 GHz DL Power Extractor [18]
Alumina	9.8	$<1 \cdot 10^{-4}$	11.4	Dual Layer DLA (outer layer) [16]
MgTiO ₃ – Mg ₂ TiO ₄	16	$<1.2 \cdot 10^{-4}$	13.6	Collinear High Transformer Ratio [17]
MCT (Mg,Ca)TiO ₃	20	$<2 \cdot 10^{-4}$	7.8	Two Beam DLA Accelerator [12]
BaTi ₄ O ₉	37	$<3 \cdot 10^{-4}$	11.4	Dual Layer DLA (inner layer) [16]
CaTiO ₃ – LaAlO ₃	38.1	$<5 \cdot 10^{-4}$	1...30 (multimode)	Multimode DLA bunch train generation [22]

ns pulse [20]. No breakdown phenomena have been detected with this set of experiments either. The 21 GHz DL power extractor has been tested previously by Duly Research, with the results reported in [21].

A joint ANL/NRL/Euclid program in 2005–2015 allowed to investigate X-band DLA structures, using high-power 11.424 GHz RF from the NRL Magnicon Facility [22, 23]. The X-band NRL Magnicon can provide up to 20 MW with a 200 ns pulse length from either of its two output arms to test DLA designs and in particular to determine the RF breakdown limits of the structure materials. The most recent test results for two DLA structures loaded with alumina and MCT have been reported in ref. [22]. No RF breakdown has been observed for up to 5 MW of drive power (equivalent to 8 MV/m accelerating gradient), but multipactor was observed to absorb a large fraction of the incident microwave power. The latest experimental results on suppression of multipactor using a Titanium Nitride (TiN) coating on the inner surface of the dielectric have been reported in [22, 23]. It was found that the MCT structure appears to be superior to the alumina structure as it loses less power throughout the tested range.

The DLA structure loading materials tested at the NRL magnicon are presented in Table 2. The most

recently built design is the X-band clamped DLA structure made of quartz as the loading dielectric with an inner diameter of 3 mm. This structure is designed to produce an 11.6 MV/m accelerating gradient at 10 MW RF drive power. This structure was tested to an input power level of 16.5 MW with no sign of RF breakdown, for which a gradient of 15 MV/m can be inferred. The 10 % RF transmission

Table 2. Microwave dielectric materials that have been high power tested at the X-band NRL Magnicon Facility

Dielectric	ε	$\tan \delta$	Frequency, GHz	Experiment, reference
Quartz	3.8	$<1 \cdot 10^{-4}$	11.4	Traveling Wave 250 ns RF Pulse [21]
Alumina	9.8	$<1 \cdot 10^{-4}$	11.4	Traveling Wave 250 ns RF Pulse [20,21] Dual Layer DLA (outer layer) [16]*
MCT (Mg,Ca)TiO ₃	20	$<2 \cdot 10^{-4}$	11.4	Traveling Wave 250 ns RF Pulse [21]
BaTi ₄ O ₉	37	$<3 \cdot 10^{-4}$	11.4	Dual Layer DLA (inner layer) [16]*

drop as the input power was increased up to 4 MW reflects the onset of multipactor induced losses. This structure showed no sign of RF breakdown at the highest input powers applied [22].

Light reflects off the naturally smooth individual facets of diamond crystals comprising the polycrystalline aggregate.

It should be noticed that multiple arcing has been detected with initial high power tests. The RF power applied to the first MCT structure was stopped at 1.9 MW due to multiple arcing sites that appeared at a dielectric joint between the upstream end taper section and the uniform acceleration section resulting from the existence of a microscale vacuum gap in the dielectric joint [23]. Based on the continuity of electric flux, the local longitudinal electric field should be enhanced by 20 (ϵ) times compared to the ideal (joint free) case. For this MCT DLA structure, the accelerating field is around 5.7 MV/m (10 % power reflection considered) at the upstream end taper when 1 MW of incident power is applied. One can estimate that the electric field enhancement at the gap to be 100 MV/m for a 5.7 MV/m accelerating gradient. Interestingly, this indirectly shows that the MCT DLA structure handled 60...100 MV/m electric fields for a 200...250 ns RF pulse without breakdown [23].

In order to eliminate dielectric joints, two new types of structures were developed that employ a single-section dielectric insert. One uses a coaxial RF coupler, and the other structure uses a clamped metal outer jacket to enclose a tapered dielectric insert. The X-band clamped DLA structure using quartz as the loading material has been fabricated and tested at NRL Magnicon Facility. As expected, this structure showed no signs of RF breakdown at the highest powers tested [22].

RF power attenuation is a critical problem in the development of dielectric loaded structures for particle acceleration. A Multilayer Dielectric Loaded Accelerating Structure (MDLA) is a possible approach for reducing the RF losses below those of a single layer device [17]. A MDLA based on the principle of Bragg reflection has been designed and constructed using alumina and BaTi_4O_9 low loss ceramic as loading materials (Tables 1, 2). The cold test results are presented in [17]; beam and high power tests are planned in nearest future. 13.625 GHz DLA structure was designed fabricated with $\text{MgTiO}_3\text{--Mg}_2\text{TiO}_4$ ceramic loading ($\epsilon = 16$) for the High Transformer Ratio experiment [18]. A multimode DLA structure ($\text{CaTiO}_3\text{--LaAlO}_3$, $\epsilon = 16$) has been excited with the four-bunch train as well [24]. A two channel DLA based structure with enhanced transformer ratio and made of cordierite ceramic is currently being tested at AWA [25]. No breakdown or multipactoring were detected in these experiments.

Low-loss microwave ceramics and quartz are not the only materials that are being intensively studied as potential DLA loading. An alternative is to use polycrystalline artificial diamond produced by CVD [9], which shows promise for use in a high-gradient, DLA structure. It has a very high breakdown field up to 2 GV/m at DC field (no data available for RF frequencies yet), low loss tangent ($<10^{-4}$ at 10...30 GHz), and the highest known thermal conductivity ($2 \cdot 10^3 \text{ W} \cdot \text{m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$) [7–9].

Initially, a diamond based resonator loading was considered in [7]. In [8], a diamond-based rectangular DLA was discussed and all-metal and dielectric-based

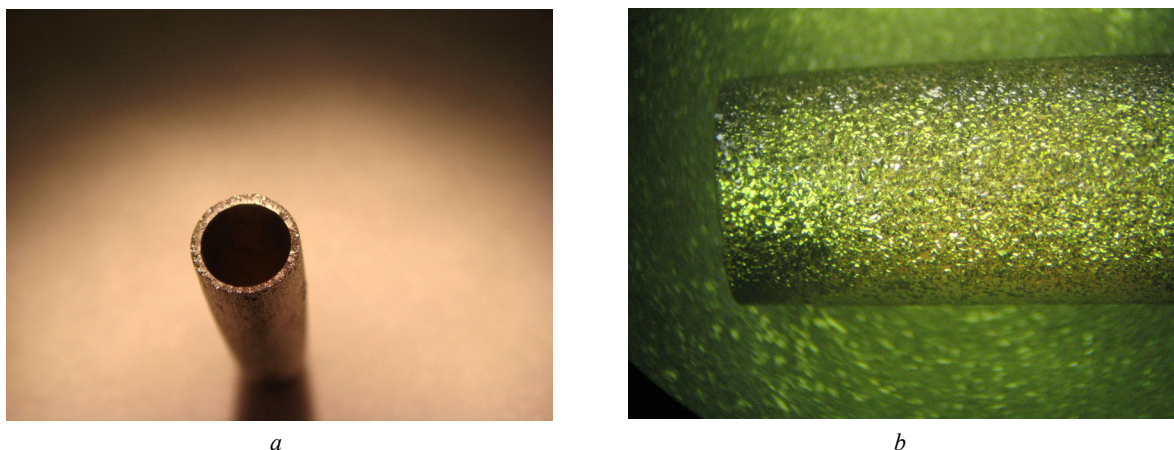


Fig. 1. Photographs of CVD diamond tube developed: top view (a); axial view (b)

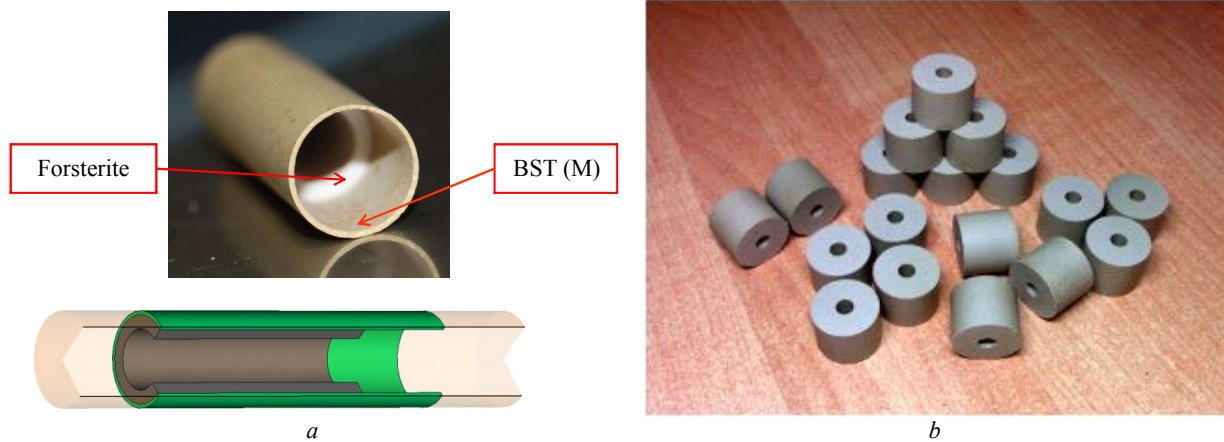


Fig. 2. The tunable DLA resonator with double layer loading: the nonlinear layer is made of BST(M) ferroelectric and the inner forsterite layer (light) inserted into the ferroelectric one (a); tunable ferroelectric elements for BST based superconducting RF (SRF) tuner prototypes (b)

accelerating structures were compared. The cylindrical diamond dielectric tubes that are manufactured via a relatively simple and inexpensive CVD process, plasma assisted CVD have been considered in [5, 9]. Our initial work was based on 100 μm and 5 mm scale tubes with fundamental frequencies in the 0.1...1.0 THz range; promising results were obtained using the plasma assisted and hot-filament CVD process. The 5 mm inner diameter, 2.5 cm long and 500 μm thick diamond tube has been fabricated for 35 GHz structure and characterized with SEM, micro-Raman and micro-photoluminescence spectrum analysis. Fig. 1 shows the finished free standing diamond tube. Tube parameters are: 5 mm inner diameter, 2.5 cm long and $\sim 500 \mu\text{m}$ thick.

The frequency of a metallic accelerating structure is defined by its geometry. DLA structures, on the other hand, have another important parameter that determines the frequency spectrum – the dielectric constant of the loading material. We have proposed a new technique that allows control of the dielectric constant (and consequently the frequency spectrum) for dielectric waveguides by incorporating ferroelectric layers. The most noteworthy feature of the tunable DLA is the replacement of a single ceramic by a composite of 2 layers as shown in Fig. 2, a. The inner layer is ceramic, with permittivity typically in the range of 4...36 [5, 10]. The outer layer is made of BST ferroelectric, placed between

the ceramic layer and the copper sleeve. The DLA structure tuning is achieved by varying the permittivity of the ferroelectric layer by temperature changes or by applying an external DC electric field across the ferroelectric. This allows us to control the effective dielectric constant of the composite system and therefore, to control the structure frequency during operation. Table 3 presents materials that have been used for the tunable DLA fabrication. The details can be found in [10, 12], where the results show a very good linearity and sensitivity of the thermal tuning of this ferroelectric material: $\sim 14 \text{ MHz/K}$ has been measured for the structures.

The BST solid solution can be synthesized in the form of polycrystalline ceramic layers and in bulk [12]. High dielectric breakdown strength, low gas permeability and simplicity of mechanical treatment make ferroelectric ceramics promising candidates for the loading material in accelerator tuning and switching devices [12]. Recent progress in the technology of BST(M) ferroelectrics was demonstrated in laboratory tests of fast switching: switching times $< 1 \text{ ns}$ were measured for small ferroelectric samples and $< 30 \text{ ns}$ for a high power L-band tuner model [12, 13]. Other desired material properties are quite well known: high tunability and low dielectric losses are required. Consequently our work has focused on ferroelectric-dielectric composites containing inclu-

Table 3. Microwave dielectric and ferroelectric materials that have been used for the tunable DLA fabrication

Dielectric	ε	$\tan \delta$	Frequency, GHz	Experiment, reference
Forsterite	6.3	$< 2 \cdot 10^{-4}$	18...26	Tunable DLA [10, 11]
BST/MgO/Mg ₂ TiO ₄	100...500	$< 1 \cdot 10^{-3}$	18...26	Tunable DLA [10, 11]

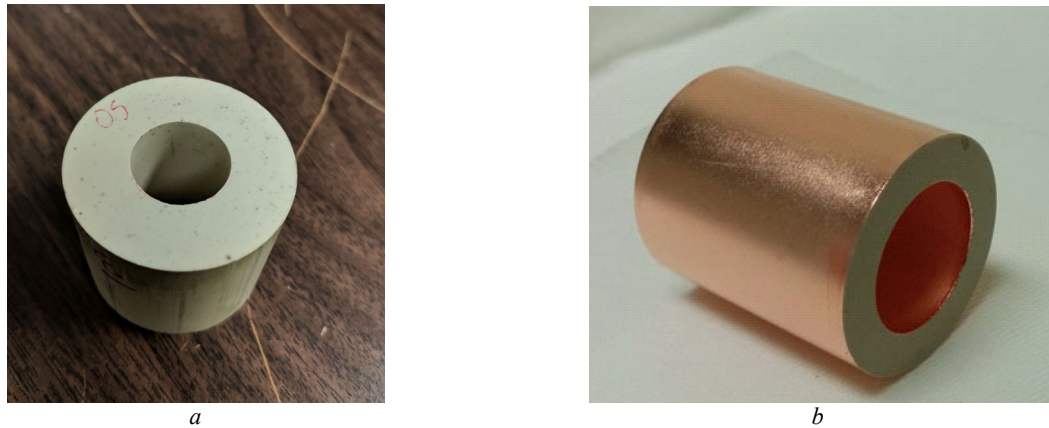


Fig. 3. The tunable BST ferroelectric element for 400 MHz SRF cavity tuner (a);
tunable ferroelectric BST element after metallization (b)

sions of low permittivity conventional dielectric material. In particular, the area of possible accelerator applications of ferroelectric elements is broadening. Our collaboration currently has studied two L-band tuner designs, and X-band and Ka-band fast switches and phase shifters [12, 13]. A fast ferroelectric tuner has been designed for operation in L-band to allow rapid adjustments of cavity coupling in an accelerator where RF source fluctuations, microphonics, or other uncontrolled fluctuations could cause undesirable emittance growth. This ferroelectric based device is intended for ERL [11], ILC and PIP-II applications [12, 13].

Typical representative ferroelectric materials are BaTiO_3 or a $\text{BaTiO}_3\text{--SrTiO}_3$ solid solution (BST). The BST solid solution can be synthesized in the form of polycrystalline ceramic layers and in bulk, Fig. 2, *b*. BST(M) material [26] (BST ferroelectric with Mg-based additives) was developed by Euclid Techlabs/Ceramic Ltd. collaboration allowing fast switching and tuning in vacuum at a high biasing electric field of 50 kV/cm [27, 28]. Initially this material was developed for the X-band frequency range [29, 30] (11.424 GHz) and demonstrated loss tangents of $5 \cdot 10^{-3}$ at 10 GHz. Tunability, time response and loss factor measurements for large bulk ferroelectric samples have been presented and published in [31]. A new BST-based material has been developed with a tunability of 6–8 % at a 15 kV/cm biasing field to be applied in air [32–34]. Development of this type of material was a challenge; there are no other materials available with a tuning range and loss factor close to those listed above. It was demonstrated recently that by introducing a linear (non-tunable)

Mg-based ceramic component into the BST solid solution one can enhance the tunability factor of the entire composition while keeping the loss tangent below 10^{-3} at L band [33–34]. This counter-intuitive property (by increasing the non-tunable ceramic content of the ferroelectric-ceramic mixture one can enhance the tunability of the resulting material) opens important new possibilities in designing the specific class of microwave ceramic materials that will enable tuning at low magnitude biasing fields. In particular, an unprecedented low zero-field permittivity, non-linear material that retains tunability has been developed [33–34]: a BST ferroelectric and Mg-based additive composite with a dielectric constant in the range of ≈ 150 , Fig. 3, *a, b*.

A prototype Ferroelectric Fast Reactive Tuner (FE-FRT) for superconducting cavities has been developed, which allows the frequency to be controlled by application of a potential difference across a ferroelectric residing within the tuner. This technique has now become practically feasible due to the recent development of a new extremely low loss ferroelectric material. In a world first, CERN has tested the prototype FE-FRT (based on the Euclid/Ceramics Ltd. BST material) with a superconducting cavity, and frequency tuning has been successfully demonstrated [11]. This is a significant first step in the development of an entirely new class of tuner. These will allow electronic control of cavity frequencies, by a device operating at room temperature, within time-scales that will allow active compensation of microphonics. For many applications this could eliminate the need to use over-coupled fundamental power

couplers, thus significantly reducing RF amplifier power. Details of this research can be found in [11].

Conclusion. We presented a survey of experimental testing of microwave materials with high-current electron beams and high power microwave sources intended for use in dielectric wakefield acceleration and other beam physics applications. The discussed materials include low loss microwave ceramics, quartz (fused silica), CVD diamonds and nonlinear BST based ferroelectrics. We presented our experimental results on wakefield generation in microwave frequency ranges with the dielectric based accelerating structures. Special attention was paid to

the experimental results on high power testing at X-band for the externally powered dielectric based structures. Finally, we presented here first experimental demonstration of application of ferroelectric tunable microwave ceramic for accelerator application, which includes both tunable dielectric wakefield accelerating structures and ferroelectric based fast high power tuner for superconducting cavities. Experimental results presented here are critically important for the advanced dielectric wakefield accelerating structures and other components development intended for the future linear collider projects.

References

1. Gai W., Schoessow P., Cole B., Konecny R., Norem J., Rosenzweig J., Simpson J. Experimental Demonstration of Wake-Field Effects in Dielectric Structures. *Phys. Rev. Lett.* 1988, vol. 61, 2756. doi: 10.1103/PhysRevLett.61.2756
2. Gai W., Conde M., Power J. G., Jing C. Considerations for a Dielectric-based Two-beam-accelerator Linear Collider. *Proc. Int. Particle Accelerator Conf. IPAC'10*, Kyoto, Japan, 2010, pp. 3428–3430.
3. Gai W. Advanced Accelerating Structures and Their Interaction with Electron Beams. *AIP Conf. Proc.*, American Institute of Physics, New York, 2009, vol. 1086, pp. 3–11. doi: 10.1063/1.3080940
4. Conde M. Survey of Advanced Dielectric Wakefield Accelerators. *Proc. Part. Accelerator. Conf. PAC'07*, Albuquerque, New Mexico, USA. July 2007, pp. 1899–1903.
5. Kanareykin A. New Advanced Dielectric Materials for Accelerator Applications. *AIP Conf. Proc.*, American Institute of Physics, New York, 2010, vol. 1299, pp. 286–291. doi: 10.1063/1.3520329
6. Kanareykin A. Cherenkov radiation and dielectric based accelerating structures: wakefield generation, power extraction and energy transfer efficiency. *Journal of Physics: Conf. Series*, 2010, vol. 236, p. 012032.
7. Thompson M. C., Badakov H., Rosenzweig J. B., Travis G., Hogan M., Ischebeck R., Kirby N., Siemann R., Walz D., Muggli P., Scott A., Yoder R. Ultra-High Gradient Dielectric Wakefield Accelerator Experiments. *AIP Conf. Proc.*, American Institute of Physics, New York, 2006, vol. 877, pp. 903–909. doi: 10.1063/1.2409232
8. Whittum D. H. Ultimate Gradient in Solid-State Accelerators. Preprint SLAC-PUB-7910, July 1998. Available at: <https://www.slac.stanford.edu/pubs/slacpubs/7750/slac-pub-7910.pdf> (accessed 15.08.2019)
9. Wang C., Yakovlev V. P., Hirshfield J. L. Rectangular Diamond-Lined Accelerator Structure. *Proc. Particle Accelerator Conf. PAC'05*, 2005, pp. 1282–1285. doi: 10.1109/PAC.2005.1590735
10. Schoessow P., Kanareykin A., Gat R. CVD Diamond Dielectric Accelerating Structures. *AIP Conf. Proc.*, American Institute of Physics, New York, 2009, vol. 1086, pp. 398–403. doi: 10.1063/1.3080939
11. Kazakov S., Shchelkunov S., Yakovlev V., Kanareykin A., Nenasheva E., Hirshfield J. L. Fast ferroelectric phase shifters for energy recovery linacs. *Physical Review. ST-Accelerator and Beams*, 2010, vol. 13, 113501. doi: 10.1103/PhysRevSTAB.13.113501
12. Kanareykin A., Jing C., Nenasheva E., Schoessow P., Power J. G., Gai W. Development of a Ferroelectric Based Tunable DLA Structure. *AIP Conf. Proc.*, American Institute of Physics, New York, 2009, vol. 1086, pp. 386–392. doi: 10.1063/1.3080936
13. Sotnikov G. V., Marshall T. C., Shchelkunov S. V., Didenko A., Hirshfield J. L. Two-Channel Rectangular Dielectric Wake Field Accelerator Structure Experiment. *AIP Conf. Proc.*, 2009, vol. 1086, p. 415. doi: 10.1063/1.3080943
14. Kanareykin A., Nenasheva E., Kazakov S., Kozyrev A., Tagantsev A., Yakovlev V., Jing C. Ferroelectric Based Technologies for Accelerators. *AIP Conf. Proc.*, American Institute of Physics, New York, 2009, vol. 1086, pp. 380–385. doi: 10.1063/1.3080935
15. Gai W., Conde M. E., Konecny R., Power J. G., Schoessow P., Zou P. RF power generation and coupling measurements for the dielectric wakefield step-up transformer. *AIP Conf. Proc.*, American Institute of Physics, New York, 1999, vol. 472, pp. 626–634.
16. Gao F., Conde M. E., Gai W., Jing C., Konecny R., Liu W., Power J. G., Wong T., Yusof Z. Design and testing of a 7.8 GHz power extractor using a cylindrical dielectric-loaded waveguide. *Physical Review. ST-Accelerator Beams*, 2008, vol. 11, p. 041301-1. doi: 10.1103/PhysRevSTAB.11.041301
17. Jing C., Liu W., Gai W., Power J., Wong T. Mode analysis of a multilayered dielectric-loaded accelerating structure. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research Section A*, 2005, vol. 539, iss. 3, pp. 445–454. doi: 10.1016/j.nima.2004.10.030
18. Jing C., Kanareykin A., Kazakov S., Liu W., Nenasheva E., Schoessow P., Gai W. Development of a dual-

layered dielectric-loaded accelerating structure. Nuclear Instruments and Methods, A, 2008, vol. 594, pp. 132–139.

19. Zou P., Gai W., Konecny R., Kanareykin A., Konecny R., Sun X., Wong T. Construction and Testing of an 11.4 GHz Dielectric Structure Based Traveling Wave Accelerator. Review of Scientific Instruments, 2000, vol. 71, p. 2301. doi: 10.1063/1.1150446

20. Jing C., Kanareykin A., Power J. G., Conde M., Yusof Z., Schoessow P., Gai W. Observation of Enhanced Transformer Ratio in Collinear Wakefield Acceleration. Phys. Rev. Lett., 2007, vol. 98, p. 144801. doi: 10.1103/PhysRevLett.98.144801

21. Jing C., Kanareykin A., Schoessow P., Conde M. E., Gai W., Konecny R., Power J. G. The First Experiment of a 26 GHz Dielectric Based Wakefield Power Extractor. Proc. Int. Particle Accelerator Conf. IPAC'10, Kyoto, Japan, 2010, pp. 4434–4436.

22. Yu D., Newsham D., Smirnov A. V., Gai W., Konecny R., Liu W., Braun H., Carron G., Döbert S., Thorndahl L., Wilson I., Wuensch W. Construction and Testing of a 21 GHz Ceramic Based Power Extractor. Proc. Particle. Accelerator Conf. PAC'03, 2003, p. 1156–1159. doi: 10.1109/PAC.2003.1289637

23. Jing C., Gai W., Power J. G., Konecny R., Liu W., Gold S. H., Kinkead A. K., Tantawi S. G., Dolgashev V., Kanareykin A. Progress Toward Externally Powered X-Band Dielectric-Loaded Accelerating Structures. IEEE Trans. Plasma Science, 2010, vol. 38, iss. 6, pp. 1354–1360. doi: 10.1109/TPS.2009.2036921

24. Jing C., Gai W., Power J. G., Konecny R., Gold S. H., Liu W., Kinkead A. K. High-power RF tests on X-band dielectric-loaded accelerating structures. IEEE Trans. on Plasma Science. 2005, vol. 33, iss. 4, pp. 1155–1160. doi: 10.1109/TPS.2005.851957

25. Power J. G., Conde M. E., Gai W., Konecny R., Schoessow P., Kanareykin A. Measurements of the longitudinal wakefields in a multimode, dielectric wakefield accelerator driven by a train of electron bunches. Physical Review. ST-Accelerator and Beams. 2000, vol. 3, iss. 10, 101302. doi: 10.1103/PhysRevSTAB.3.101302

26. Shipman N. C., Coly M. R., Ben-Zvi I., Bastard J., Gerigk F., Macpherson A., Stapley N., Nenasheva E., Jing C.-J., Kanareykin A., Kazakov S., Burt G., Castilla A. A Ferroelectric Fast Reactive Tuner for Superconducting Cavities. Proc. of the Superconducting RF Workshop, SRF'2019, Dresden, Germany, 5–9 July 2019.

27. Nenasheva E., Kanareykin A. Low Dielectric Loss Ceramic Ferroelectric Composite Material. 2011. US Patent № 8067324.

28. Nenasheva E. A., Kanareykin A. D., Kartenko N. F., Karmanenko S. F. Ceramics Materials Based on (Ba, Sr)TiO₃ Solid Solutions for Tunable Microwave Devices. Journal of Electroceramics. 2004, vol. 13, pp. 235–238.

29. Kanareykin A., Kazakov S., Nenasheva E., Tagantsev A., Yakovlev V. P. Tunable Ferroelectric Based Technologies for Accelerator Components. Proc. of European Particle Accelerator Conf. EPAC 2008. Genoa, Italy, 2008, pp. 1646–1648.

30. Yakovlev V. P., Nezhevenko O. A., Hirshfield J. L., Kanareykin A. D. Ferroelectric Switch for an Active RF Pulse Compressor. AIP Conf. Proc. American Institute of Physics, New York, 2003, vol. 691, pp. 187–196. doi: 10.1063/1.1635119

31. Jing C., Kanareykin A., Power J. G., Conde M., Liu W., Antipov S., Schoessow P., Gai W. Experimental Demonstration of Wakefield Acceleration in a Tunable Dielectric Loaded Accelerating Structure. Phys. Rev. Lett. 2011, vol. 106, pp. 164802. doi: 10.1103/PhysRevLett.106.164802

32. Kazakov S. Yu., Shchelkunov S. V., Yakovlev V. P., Kanareykin A., Nenasheva E., Hirshfield J. L., Khabiboul-line T., Hahn H., Choi E. M. Fast High-Power Microwave Ferroelectric Phase Shifters for Accelerator Application. AIP Conf. Proc. American Institute of Physics, New York, 2009, vol. 1086, pp. 477–484. doi: 10.1063/1.3080953

33. Nenasheva E. A., Kartenko N. F., Gaidamaka I. M., Trubitsyna O. N., Kanareykin A. D. Low loss Microwave Ferroelectric Ceramics for High Power Tunable Devices. Journal of European Ceramic Society. 2010, vol. 30, pp. 395–400. doi: 10.1016/j.jeurceramsoc.2009.04.008

34. Kozyrev A. B., Kanareykin A. D., Nenasheva E. A., Osadchy V. N., Kosmin D. M. Observation of an anomalous correlation between permittivity and tunability of a doped (Ba,Sr)TiO₃ ferroelectric ceramic developed for microwave applications. Applied Physics Letters. 2009, vol. 95, iss. 1, pp. 012908–012910. doi: 10.1063/1.3168650

35. Kanareykin A., Kazakov S., Kozyrev A. B., Nenasheva E., Yakovlev V. P. Observation of an Anomalous Tuning Range of a Doped BST Ferroelectric Material Developed for Accelerator Applications. Proc. of Int. Particle Accelerator Conf. IPAC 2010, Kyoto, Japan, 2010, pp. 3987–3989.

Information about the author

Alexei D. Kanareykin – Dr. Sci. (Physics) of St Petersburg State University (2012), President and CEO of Euclid Techlabs LLC, Solon, OH USA. The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: beam physics, advanced methods of acceleration, dielectric and ferroelectric materials at extreme conditions.
E-mail: alex.kanareykin@gmail.com

UDC 538.951

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-4-75-81>**Microfluidic Acoustic Metamaterial SAW Based Sensor****Nikolay V. Mukhin**✉*Otto-von-Guericke-University Magdeburg, Germany
Universitaetsplatz 2, 39106 Magdeburg*✉ nikolay.mukhin@ovgu.de**Abstract**

Introduction. Microacoustic sensors based on surface acoustic wave (SAW) devices allow the sensor integration into a wafer based microfluidic analytical platforms such as lab-on-a-chip. Currently exist various approaches of application of SAW devices for liquid properties analysis. But this sensors probe only a thin interfacial liquid layer. The motivation to develop the new SAW-based sensor is to overcome this limitation. The new sensor introduced here uses acoustic measurements, including surface acoustic waves (SAW) and acoustic metamaterial sensor approaches. The new sensor can become the starting point of a new class of microsensor. It measures volumetric properties of liquid analytes in a cavity, not interfacial properties to some artificial sensor surface as the majority of classical chemical and biochemical sensors.

Objective. The purpose of the work is to find solutions to overcome SAW-based liquid sensors limitations and the developing of a new sensor that uses acoustic measurements and includes a SAW device and acoustic metamaterial.

Materials and methods. A theoretical analysis of sensor structure was carried out on the basis of numerical simulation using COMSOL Multiphysics software. Lithium niobate (LiNbO₃) 127.86° Y-cut with wave propagation in the X direction was chosen as a substrate material. Microfluidic structure was designed as a set of rectangular shape channels. A method for measuring volumetric properties of liquids, based on SAW based fluid sensor concept, comprising the steps of: (a) providing sensor structure with the key elements: a SAW resonator, a high-Q set of liquid-filled cavities and intermediate layer with artificial elastic properties between them; (b) measuring of resonance frequency shift, associated with the resonance in liquid-filled cavity, in the response of weakly coupled resonators of SAW resonator loaded by periodic microfluidic structure; (c) determination of volumetric properties of the fluid on the basis of a certain relationship between the speed of sound in liquid, the resonant frequency of the set of liquid-filled cavities, and the geometry design of the cavity.

Results. The new sensor approach is introduced. The eigenmodes of the sensor structure with a liquid analyte are carried out. The characteristic of sensor structure is determined. The key elements of introduced microfluidic sensor are a SAW structure, an acoustic metamaterial with a periodic set of microfluidic channels. The SAW device acts as electromechanical transducer. It excites surface waves propagating in the X direction lengthwise the periodic structure and detects the acoustic load generated by the microfluidic structure resonator. The origin of the sensor signal is a small frequency change caused by small variations of acoustic properties of the analyte within the set of microfluidic channels.

Conclusion. The principle of the new microacoustic sensor, which can become the basis for creating a new class of microfluidic sensors, is shown.

Key words: acoustic metamaterials, surface acoustic wave, microfluidic sensor

For citation: Mukhin N. V. Microfluidic Acoustic Metamaterial SAW Based Sensor. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 4, pp. 75–81. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-75-81

Acknowledgements. The author would like to thank R. Lucklum, M. Zubtsov and A. Oseev for useful discussions and guidance.

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

Submitted 17.06.2019; accepted 20.08.2019; published online 27.09.2019



Introduction. Microacoustic sensors based on surface acoustic wave (SAW) devices allow the sensor integration into a wafer based microfluidic analytical platforms such as lab-on-a-chip. Currently exist various approaches of application of SAW devices for liquid properties analysis [1–5]. The basic concept of a SAW sensor utilizes an interrogation of external measuring substance with propagating along the waveguide acoustic wave. Initially developed Rayleigh wave SAW sensors were applied for the organic gas detection utilizing polymer sensitive layers [6]. However, an application of the same approach for liquid sensors was associated with a considerable wave attenuation caused by irradiation of normal component of Rayleigh wave into the liquid volume. Further development of SAW devices discovered a various modes of surface acoustic waves such as horizontally polarized shear waves that were applied for non-polar liquids measurements. Unfortunately, the wave attenuation was still too high because of a significant mismatch of dielectric properties of substrate (commonly used quartz substrates) and liquid. As a result, the wave confinement at the waveguide surface was deteriorated. The current problem was later solved by utilization of substrate materials with dielectric constant that is considerably higher than quartz [7, 8]. The application of lithium niobate and lithium tantalite substrates of different cuts allowed the sensor to operate with high permittivity liquids even in cases where it is directly applied to the waveguide surface. Thus, the SAW sensor based on 36° YX cut of LiTaO₃ wafer was utilized as a biosensor to detect amounts of an enzyme immobilized on a surface during the catalytic reaction [9]. Later, another type of shear horizontal SAW liquid sensor was developed with the use of Love surface wave. The Love wave is a surface acoustic wave that is localized within the overlayer deposited atop of the SAW waveguide. This type of wave appears in a layered structure and localizes in the overlayer because of its low acoustic wave velocity in comparison to the waveguide. Such acoustic wave localization allows decreasing the surface wave attenuation caused by scattering into the bulk of the substrate. The adjustment of the waveguiding layer thickness may create an acoustic film resonance that significantly improves the sensor sensitivity to mass loading [10].

The SAW-based sensor concepts were broadly utilized for biosensor applications. In most cases, the

sensor structure is formed on a solid substrate basis with a tailored wave propagation path (surface modification with recognition layers), which allow for the realization of liquid sensors that are specifically sensitive to certain targeting substances. The detecting variation of mass load in this case is extended by altering the functional layer properties caused by the adsorption in a sensitive layer or binding to the recognition layer. In contrast to near-surface detection mechanisms, the velocimetry-based sensor approaches detect the variation of the speed of sound of the liquid analyte. Excitation of liquid pressure resonances and control of the resonant response of liquid-containing volumes is one of the most convenient ways to measure the analyte velocity of sound. The application of cavity-based approaches on a basis of SAW sensor platform is rather challenging because of the unavoidable scattering of acoustic waves into the substrate volume. Therefore, the velocimetry-based analysis of liquids on a SAW sensor platform is rather challenging approach.

Another approach is sensors based on phononic crystals. Composite periodic structures, also called phononic crystals, allow to develop the composite arrangements with artificial acoustic properties that are defined not only by the material properties of the structure constituents, but by the design (geometry, symmetry, periodicity) [11, 12]. A propagation through such structures of elastic waves is featured by the wavelength regions, within which sound cannot propagate through the structure (bandgap); therefore, almost complete reflection or scattering of incident acoustic waves occurs. For the frequencies corresponding to a bandgap region, the periodic structure can be described in terms of high acoustic impedance for an incident acoustic wave. Thus, one of the most advantageous features of phononic structures is an ability to be applied in those cases, where rather high acoustic impedance boundaries are required and application of standard materials (such as tungsten) is limited.

Since among other parameters the acoustic properties of the composite arrangement depend on material properties of structure constituents, their variation causes a change in a structure transmission behavior. That feature allows to apply solid-liquid periodic composite arrangements for liquid sensor purposes that were already demonstrated in several previous works [13–15]. A control of the frequency

position of isolated narrow transmission bands is more beneficial rather than deviation of bandgap edges, as it was demonstrated earlier. For that reason, the idea of phononic crystal based liquid sensors was focused on the obtainment of the structure isolated transmission peaks (dips) that correspond to material properties of the liquid constituent. In contrast to well developed microacoustic liquid sensors, the phononic crystal liquid sensor approach enables the detection of the velocity of sound of liquid analyte. Similarly to ultrasonic velocimetry sensor approach, the phononic crystal based sensors allow to evaluate thermodynamic quantities of the liquid analyte analyzing the speed of sound at a certain range of pressures. The reaction on molecule interactions is reflected as a change in a liquid compressibility that can be detected by probing the analyte with ultrasonic velocimetry methods. Proposed approach allows to keep the advantages of velocimetry based methods and at the same time to apply the measurement principle based on a control of structure resonances similar to microacoustic sensor devices [16].

Several of previous works have already demonstrated phononic crystal based sensor designs and confirmed the concept showing a direct correlation of the periodic structure response to volumetric material properties of the analysed liquid (more precisely, speed of sound) [17, 18]. Depending on the application field, certain advantages of the phononic crystal based sensor approach can be underlined. In [19, 20] it was shown that application of periodic arrangements for the detection of properties of hydrocarbon blends is advantageous in several aspects. It was shown that the speed of sound properties of analytes vary in a distinct manner depending on the composition, and the deviation between different blends is much sufficient for the detection.

Materials and Methods. A new SAW based sensor which idea is introduced here detects a change in resonance frequencies of the system of piezoelectric transducer loaded by periodic structure of microfluidic channels filled by liquid. The resonance frequencies of the SAW with microfluidic system strongly depend on acoustic properties of liquid. Detecting of its changes allow to obtain qualitative and quantitative information of the composition of liquid and thermodynamic properties including molecular interactions within the (free) liquid.

The key elements of the new microfluidic SAW based sensor are a SAW resonator, an acoustic metamaterial and a high-Q set of liquid-filled channels. The SAW resonator acts as electromechanical transducer. It excites acoustic waves propagating towards a periodic microfluidic structure and detects the acoustic load generated by liquid resonator.

Application of resonator based SAW platform enables the efficient readout of microfluidic structure sensing modes at the resonance conditions of the SAW resonator that leads to significant improve of the sensor response. The application of that approach is associated with challenges related to the appearance of couple resonances and as a result broadening of spectral properties and loss of sensitivity. In order to decouple the resonances of the SAW structure and the microfluidic structure modes, we propose to introduce the intermediate layer with artificial elastic properties that allows to tune the coupling between the resonating part of the arrangement in a predefined manner. The result of the structure coupling is the achievement of structure readout in a form of narrow-band resonance that is sensitive to the variation of material properties of the periodic structure liquid constitute.

Lithium niobate (LiNbO_3) 127.86° Y-cut with wave propagation in the X direction was chosen as a substrate material. It has an efficient coupling to Rayleigh wave and is a typical material for broadband SAW devices. Electrodes with an equal aperture of 100 of SAW wavelengths (interdigitated transducers IDTs), an equal electrodes width, and a period along the wave propagation were used in the current sensor design. Microfluidic structure with a set of rectangular shape channels are made of silicon.

Results and Discussion. The modelling of designed structure was based on solving a system of equations that includes an equation for the propagation of acoustic waves in anisotropic media

$$\rho \frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} = \sum_j \sum_k \left[e_{kij} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial x_j \partial x_k} + \sum_l c_{ijkl}^E \frac{\partial^2 u_k}{\partial x_j \partial x_l} \right],$$

where ρ is the density; u_i are the components of the displacement field; e_{kij} is the piezoelectric tensor; φ is electric potential; c_{ijkl}^E is the elastic modulus tensor determined with a constant electric field; i, j, k

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн
Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio Waves

ORIGINAL ARTICLE

and l are indices running from 1 to 3; and the Helmholtz equation for a pressure wave in a liquid

$$\nabla \left(-\frac{1}{\rho} \nabla p \right) - \frac{\omega^2 p}{\rho v^2} = 0,$$

where ω is the circular frequency; v is the speed of sound in a liquid; p is pressure.

Conditions at the boundaries of the "solid-liquid" section are as follows:

$$\mathbf{F} = -\mathbf{n}_s p; (\mathbf{n}_f \cdot \mathbf{u}) \omega^2 = -\mathbf{n}_f \left(-\frac{1}{\rho} \nabla p + \mathbf{q} \right),$$

where $\mathbf{F}$ is the force per unit area representing the load on the cylinder walls; $\mathbf{n}_s$ is the normal vector directed from a solid; $\mathbf{n}_f$ is the normal vector directed from the fluid volume; $\mathbf{u}$ is the mechanical displacement vector in a solid; $\mathbf{q}$ is the acceleration vector reported by the fluid.

The simulations were completed with an acoustic module of COMSOLTM Multiphysics software (Burlington, MA, USA).

The structure geometry was divided into separate domains of three different types, each of which is described with a separate system of equations. The "piezoelectric material" domains are described as anisotropic piezoelectric materials. The 127.86° Y cut is defined with a rotational coordinate system that recalculates the respective material properties in accordance with Euler angles prescribed in the rotation coordinate system of the model. The computational domains of the microfluidic structures and IDTs are described as isotropic materials that are mechanically coupled to the piezoelectric waveguide. These domains are described as "linear elastic material" domains. The liquid that fills the microfluidic channels is described by the pressure acoustic model. It specifies the propagation of pressure waves in the liquid domains and contains the liquid material properties that are targeted for sensing (such as speed of sound and density). Model boundaries in the Z planes are prescribed with periodic boundary conditions that make the whole arrangement infinitely long in the Z direction. This boundary condition allows for a significant reduction of the computational model to complete the simulation tasks within a meaningful time duration. The surface acoustic wave excitation is completed with prescribed periodic potential and ground boundaries along the X direc-

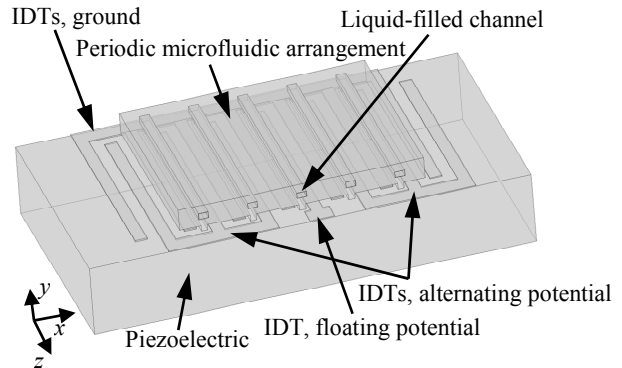


Fig. 1. Microfluidic SAW based sensor structure

tion of the waveguide surface. Receiving IDTs-waveguide boundaries are prescribed with "ground" and "float potential" conditions. The receiving electrodes are in the middle of the structure.

Fig. 1 depicts a general scheme of microfluidic SAW based sensor. These are the principle structure of sensor, connected to the measuring circuit. The key elements of microfluidic SAW based sensor are a SAW resonator (piezoelectric plate with electrodes), intermediate layer with artificial elastic properties and a set of liquid-filled cavities. The most important in this sensor design is the system itself, consisting of the said three structural components. The design is determined by wide possibilities for optimizing characteristics, in particular for the fluids under study. The sensor device is supplemented with measuring means for measuring at least two electrical responses selected from the group consisting of resonant frequencies, damping, admittance (or impedance).

The SAW device acts as an electromechanical transducer. It excites acoustic waves propagating towards the periodic microfluidic structure and detects the acoustic load generated by the intermediate layer and the set of liquid cavities.

The important element of fluidic SAW based sensor is an intermediate layer with artificial elastic properties that separates the piezoelectric resonator and liquid-filled cavities. The main purpose of inputting of this layer is creation of conditions for weak mechanical coupling of two resonators. By changing the reflection coefficient of the intermediate layer, it is possible to control the degree of mechanical coupling between the resonators and adjust the sensitivity and resolution of the sensor. Thus, the three requirements hold for the intermediate layer. First, it must effectively control the propagation of acoustic waves between the piezoelectric transducer and mi-

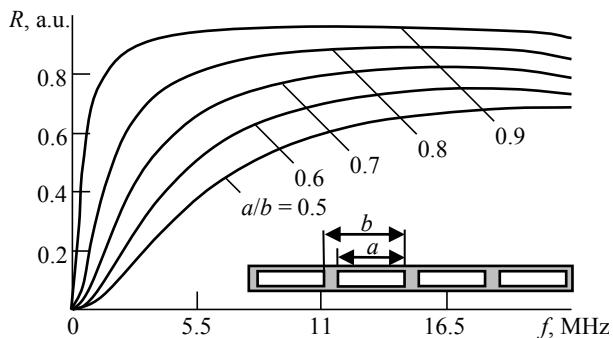


Fig. 2. Frequency dependence of the reflection coefficient (R) of an acoustic metamaterial in the form of a periodical system of rectangular cavities in a solid-state plate

crofluidic resonator. Second, design and materials must define a passive control. Third, it must not introduce additional acoustic energy losses. Acoustic artificial materials are suitable for these tasks. In fact, this sensor device does need neither a full bandgap nor a complete suppression of the respective waves. We need a reflection coefficient (R) in the range of 80–95 % for the shear waves in the operating frequency range of the sensor. Our studies prove that one layer of periodically spaced rectangular cavities is sufficient. Fig. 2 shows the frequency dependence of the reflection coefficient of a periodic arrangement of those cavities in silicon for shear waves. Width and position on the frequency scale can be set by the length of the cavity, a , and the lattice period of the structure, b . The larger the filling factor a/b , the higher the reflection coefficient. As can be seen from Fig. 2, the values of the filling factor from 0.7 to 0.9 are suitable for our task in the frequency range from 14 to 21 MHz, which covers the sensor's operating range.

Fig. 3 shows possible variations of the intermediate layer structure: an arrangement of rods or voids of rectangular, cylindrical or triangular shape; a composite or a porous material; a multilayer struc-

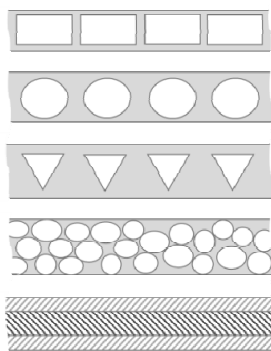


Fig. 3. Possible variations of the intermediate layer structure

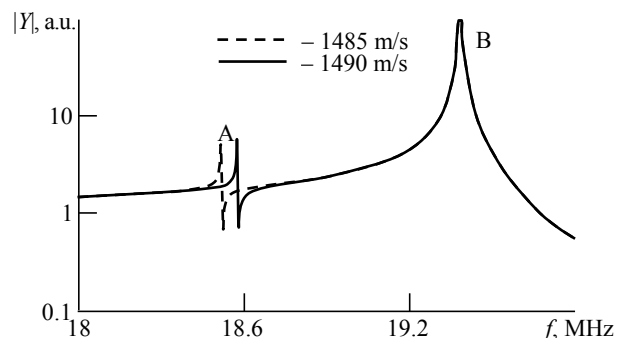


Fig. 4. Admittance spectrum of the sensor device for two different sound velocities of the liquid

ture. Despite the various possible designs and materials, the most significant and common for the invention is its functional purpose of weak mechanical coupling.

Fig. 4 shows a frequency dependence of admittance (its module, $|Y|$) of the microfluidic acoustic metamaterial SAW based sensor, shown in Fig. 1. The two curves show the response of microfluidic SAW based sensor for different values of speed of sound in liquid. The figure demonstrates the joint work of the two weakly coupled resonators. The peak A frequency depends on speed of sound in liquid. The peak B corresponds to the resonance of the piezoelectric transducer. Its frequency does not depend on the properties of the liquid (Fig. 5).

Fig. 5 shows a dependence of characteristic frequencies of the system of weakly coupled resonators of SAW resonator loaded by solid-fluid structure on the speed of sound in liquid. Curves A and B in Fig. 5 correspond to peaks A and B in Fig. 4, respectively. Fig. 6 shows the vibrational modes. Colors represent displacement (in solid) and pressure (in liquid) fields with white node lines. Fig. 6, a shows the situation at the first resonance. The complete overlay vibrates

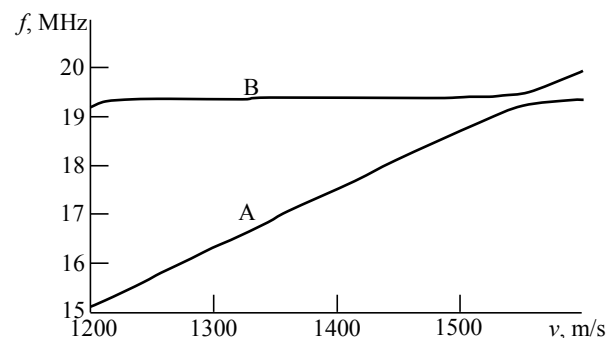


Fig. 5. Dependence of Eigenfrequencies on the speed of sound for microfluidic structure (A) and SAW (B)

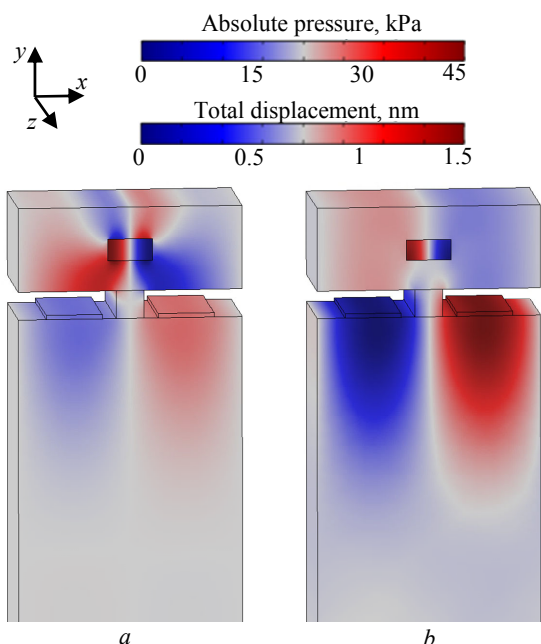


Fig. 6. Displacement and pressure fields distribution for microfluidic structure resonance (a) and SAW resonance (b)

now in a way that resembles film resonance. One however should note that the displacement profile differs significantly from that in the homogeneous counterpart. Fig. 6, *b* illustrates the second resonance. Obviously, the displacement diminishes already half the way through the intermediate layer. The phase shift at the SAW-structure interface is small. This finding has an important engineering impact since the geometrically extraordinary thick overlayers become acoustically similar to layers of common thickness in some SAW applications.

In accordance with curve A on Fig. 5, we see a linear dependence of the frequency on the speed of

sound. The corresponding equation for the shift of the resonance frequency (Δf) from the change in the speed of sound in liquid (Δv) is:

$$\Delta f = k_1 k_2 \Delta v,$$

where k_1 is a constant depending on the material properties and the geometry of cavity; k_2 is a constant depending on the elastic properties of intermediate layer.

Applying acoustic metamaterial concepts in the construction of an intermediate layer and a liquid-filled cavity, we can increase the values of k_1 and k_2 , increasing and the sensitivity and resolution of the SAW based sensor.

Conclusion. The principle of the new microacoustic sensor, which can become the basis for creating a new class of microfluidic sensors, is shown.

The principle of measuring volumetric properties of liquids, based on SAW based fluid sensor concept, comprising the steps of:

(a) providing sensor structure with the key elements: a SAW resonator, a high-Q set of liquid-filled cavities and intermediate layer with artificial elastic properties between them;

(b) measuring of resonance frequency shift, associated with the resonance in liquid-filled cavity, in the response of weakly coupled resonators of SAW resonator loaded by periodic microfluidic structure;

(c) determination of volumetric properties of the fluid on the basis of a certain relationship between the speed of sound in liquid, the resonant frequency of the set of liquid-filled cavities, and the geometry design of the cavity.

References

1. Steinem C., Janshoff A. Piezoelectric sensors. Springer Science & Business Media, 2007, 484 p. doi: 10.1007/b100347
2. Mitsakakis K., Tserapi A., Gizeli E. Integration of microfluidics with a love wave sensor for the fabrication of a multisample analytical microdevice. Journal of microelectromechanical systems. 2008, vol. 17, iss. 4, pp. 1010–1019. doi: 10.1109/JMEMS.2008.927173
3. Kovacs G., Vellekoop M. J., Haeuys R., Lubking G. W., Venema A. A Love wave sensor for (bio) chemical sensing in liquids. Sensors and Actuators A: Physical. 1994, vol. 43, pp. 38–43. doi: 10.1016/0924-4247(93)00660-V
4. Barié N., Stahl U., Rapp M. Vacuum-deposited wave-guiding layers on STW resonators based on LiTaO₃ substrate as love wave sensors for chemical and biochemical sensing in liquids. Ultrasonics. 2010, vol. 50, iss. 6, pp. 606–612. doi: 10.1016/j.ultras.2009.12.006
5. Kwan J. K., Sit J. C. Acoustic wave liquid sensors enhanced with glancing angle-deposited thin films. Sensors and Actuators B: Chemical. 2013, vol. 181, pp. 715–719. doi: 10.1016/j.snb.2013.01.068
6. Wohltjen H., Dessy R. Surface acoustic wave probe for chemical analysis. I. Introduction and instrument description. Analytical Chemistry. 1979, vol. 51, no. 9, pp. 1458–1464. <https://doi.org/10.1021/ac50045a024>
7. Lide D. R. 2001, CRC Handbook of Chemistry and Physics. CRC Press, Boca Raton, Florida, 2000, 2556 p. <https://doi.org/10.1021/ja0048230>

8. Shiokawa S., Moriizumi T., Design of SAW sensor in liquid, Japanese Journal of Applied Physics. 1988, vol. 27, pp. 142–144. doi: 10.7567/JJAPS.27S1.142
9. Chang H.-W., Shih J.-S. Surface acoustic wave immunosensors based on immobilized C60-proteins. Sensors and Actuators B: Chemical. 2007, 121, iss. 2, pp. 522–529. doi: 10.1016/j.snb.2006.04.078
10. Gizeli E., Goddard N. J., Lowe C. R., Stevenson A. C. A Love plate biosensor utilising a polymer layer, Sensors and Actuators B: Chemical. 1992, vol. 6, iss. 1–3, pp. 131–137. doi: 10.1016/0925-4005(92)80044-X
11. Kushwaha M. S., Halevi P., Dobrzynski L., Djafari-Rouhani B. Acoustic band structure of periodic elastic composites. Phys. Rev. Lett. 1993, vol. 71, iss. 13, 2022. doi: 10.1103/PhysRevLett.71.2022
12. Sigalas M., Economou E. N. Band structure of elastic waves in two dimensional systems, Solid State Commun. 1993, vol. 86, iss. 3, pp. 141–143. doi: 10.1016/0038-1098(93)90888-T
13. Lucklum R., Li J. Phononic crystals for liquid sensor applications. Meas. Sci. Technol. 2009, vol. 20, no. 12, 124014. doi: 10.1088/0957-0233/20/12/124014
14. Lucklum R., Ke M., Zibtsov M. Two-dimensional phononic crystal sensor based on a cavity mode. Sens. Actuators B. 2012, vol. 171, pp. 271–277. doi: 10.1016/j.snb.2012.03.063
15. Lucklum R., Zibtsov M., Oseev A. Phoxonic crystals – a new platform for chemical and biochemical sensors. Anal. Bioanal. Chem. 2013, vol. 405, iss. 20, pp. 6497–6509. doi: 10.1007/s00216-013-7093-9
16. Herrmann F., Jakoby B., Rabe J., Büttgenbach S. Microacoustic sensors for liquid monitoring. Sens. Update. 2001, vol. 9, pp. 105–160. doi: 10.1002/1616-8984(200105)9:1<105::AID-SEUP105>3.0.CO;2-I
17. Oseev A., Lucklum R., Ke M., Zibtsov M., Grundmann R. (Eds.), Phononic Crystal Sensor for Liquid Property Determination. International Society for Optics and Photonics, 2012. doi: 10.1117/12.914783
18. Lucklum R., Zibtsov M., M. Ke, Oseev A., Hempel U., Henning B. (Eds.). Determining Liquid Properties by Extraordinary Acoustic Transmission Through Phononic Crystals, IEEE, 2012. doi: 10.1109/ICSENS.2011.6126939
19. Oseev A., Zibtsov M., Lucklum R. Octane number determination of gasoline with a phononic crystal sensor. Procedia Eng. 2012, vol. 47, pp. 1382–1385. doi: 10.1016/j.proeng.2012.09.414
20. Oseev A., Zibtsov M., Lucklum R. Gasoline properties determination with phononic crystal cavity sensor. Sens. Actuators B. 2013, vol. 189, pp. 208–212. doi: 10.1016/j.snb.2013.03.072

Information about the author

Nikolay V. Mukhin – Ph.D. (Engineering) (2013), Researcher of Department of Sensorics of Institute of Micro and Sensor Systems (IMOS), Otto-von-Guericke-University Magdeburg, Germany. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: study of thin-film ferroelectrics; the development of acoustic materials and sensors.

E-mail: nikolay.mukhin@ovgu.de

<https://orcid.org/0000-0002-8709-6361>

UDC 53.083

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-4-82-88>

Thiophene Determination in Liquid Hydrocarbons by In-line Acoustic Measurements

Nikolay V. Mukhin[✉], **Mykhailo M. Kutia**

*Otto-von-Guericke-University Magdeburg
Universitaetsplatz 2, Magdeburg, 39106, Germany*

[✉] nikolay.mukhin@ovgu.de

Abstract

Introduction. Petroleum is a complex mixture of hydrocarbons. Sulphur is the most common heteroatom in petroleum and petroleum products. Its content in oil can reach 14 %. The determination of sulphur in oil and its removal is of great importance, since sulphur compounds adversely affect the quality of petroleum products and pollute the environment. Desulphurization of hydrocarbons is important in the processing of petroleum products, which needs in usage of accurate and simple methods for the sulphur-containing components determination. Most of developed methods are difficult to apply for flow online analysis, which can create difficulties in using them to monitor the content of sulphur-containing heteroatomic components in real time. Acoustic sensors are one of the possible solutions. In term of sensing of flammable liquids, the use of the acoustic methods is attractive since the analyte is not a part of an electrical measuring circuit and it is only acoustically coupled that prevents an occurrence of a spark.

Objective. The purpose of the work is to study the possibilities of online flow analysis of sulphur-containing heteroatomic components using acoustic measurements. The challenge is the development of a resonator system integrated with the pipe.

Materials and methods. Thiophene and oil fraction with the boundary boiling point of 100–140 °C were used to prepare the mixtures. Thiophene is a representative of sulphur-containing components, which may be included in the composition of petroleum and its derivatives. Experimental measuring equipment includes impedance analyzer, a developed sensor structure integrated with a liquid-filled pipe, a pump and a tank with a measured liquid. A theoretical analysis of sensor structure was carried out on the basis of numerical simulation using COMSOL Multiphysics software.

Results. The sensor structure was designed as a combination of 2D and 1D pipe periodic arrangements to achieve high Q-factor of acoustic resonance in the flow system. The eigenmodes of the sensor structure with a liquid analyte were carried out. The characteristic of sensor structure is determined. The sensor shows good sensitivity to the thiophene content with high resolution in-line analysis. This result is achieved by limiting the energy losses of acoustic resonance in radiation along the pipe by creating a periodic structure.

Conclusion. The study of acoustic properties of solutions prepared on the basis of thiophene and oil fraction with boundary boiling point 100–140 °C was performed. It shows that methods based on acoustic spectroscopy make it possible to accurately determine the concentration of heteroatomic components in gasoline mixtures, since the presence of heteroatomic components leads to a change in mechanical properties of liquid hydrocarbons mixtures. Possible applications for developed acoustic sensor are flow analysis for monitoring the quality of oil products.

Key words: acoustic sensor, liquid hydrocarbons, thiophene, periodic structures

For citation: Mukhin N. V., Kutia M. M. Thiophene Determination in Liquid Hydrocarbons by In-line Acoustic Measurements. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 4, pp. 82–88. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-82-88

Acknowledgements. The authors would like to acknowledge the contribution of Dr. Mikhail Zubtsov and Prof. Dr. Ralf Lucklum for useful discussions and ideas. The authors are grateful to Dr. Alexander Aman for contribution in manufacturing the structure. This work was funded by the grants of Deutsche Forschungsgemeinschaft (LU 605/16-1).

© Mukhin N. V., Kutia M. M., 2019

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

Submitted 02.07.2019; accepted 26.08.2019; published online 27.09.2019

Introduction. Petroleum is a complex mixture of hydrocarbons that includes paraffins, naphthenes, aromatic compounds, unsaturated hydrocarbons, and heteroatomic compounds in the form of components containing atoms of sulphur, oxygen or nitrogen. There are sulphur compounds thiols, sulphides, cyclic sulphides, disulphides, thiophenes, benzothiophenes, dibenzothiophene and naphthobenzothiophenols in petroleum. Compounds containing oxygen may be present as alcohols, phenols, ethers, carboxylic acids, esters, ketones and furans. Compounds containing in their composition a nitrogen atom in petroleum mixtures, are represented as molecules of pyrrole, indole, carbazone, benzocarbazone, pyridine, quinoline, indoline and benzoquinolines and their metal components. Detection and determination of the exact concentration of these components is necessary for the entire petroleum production and processing cycle: to set the initial data for the design of petroleum inflow, for petroleum preparation for transport, and for deep petroleum refining [1–3]. To create a qualitative mathematical model of the inflow, it is necessary to know the exact composition of petroleum. Heteroatomic components can significantly affect to the properties of the hydrocarbon mixture, so determining their content is an important task for petroleum engineers [4].

Sulphur is the most common heteroatom in petroleum and petroleum products. Its content in oil can reach 14 %. Oil, committed devoid of sulphur, does not exist. The determination of sulphur in oil and its removal is of great importance, since sulphur compounds adversely affect the quality of petroleum products and pollute the environment. There are different methods of analysing oil and oil products to control heteroatomic components that can be used to determine the concentration of sulphur compounds.

One of the most effective laboratory methods for analyse of petroleum component composition are gas and high-performance gas chromatography. Gas-liquid chromatography is also demonstrating high measurement accuracy and can separate components that are very similar in their physical and chemical properties. However, preparation and preliminary separation of the sample into narrower fractions requires a big period of time. Separation of analytes

occurs in columns (tubes) filled with a solid porous sorbent, with a liquid non-volatile stationary phase on the surface of the sorbent. A vapours of analytes that are mixed with carrier gas are move through the column. In this case, multiple equilibrium is established between the mobile gas and liquid stationary phases due to repeated repetition of the dissolution and evaporation processes. Substances that dissolve in the stationary phase better have retained longer in the column. As a next step an analysed mixture is divided into separate components and all of them are leave a column separately and registered at the output. As a result it can be concluded that with the help of these methods it is possible to achieve high resolution of the analysis [5–8]. However, the high cost of equipment, large dimensions and complexity of the analysis process limit the industrial application of chromatographic methods in industry.

Methods of spectral analysis are also widely used to determine the properties of liquids hydrocarbons and gases. Raman spectroscopy makes it possible to obtain spectra with characteristics for different components in complex mixtures. This method has been successfully used to measure a suspension of carbon particles in an aqueous solution of carbohydrates [9]. In addition to Raman spectroscopy, IR spectroscopy and NIR spectroscopy are also widely used. A comparison of NIR, IR, and Raman spectroscopy for analysing the component composition of petroleum was carried out in work [10]. The results of the study showed that IR spectroscopy provides an acceptable analysis of fractions of heavy oil. The use of Raman spectroscopy is limited due to fluorescence due to fractions of heavy oil. However, Raman spectroscopy can be used for narrow fractions of oil with a low boiling point.

Most of the methods listed above are difficult to apply for flow online analysis, which can create difficulties in using them to monitor the content of sulphur-containing heteroatomic components in real time.

However, perhaps the simplest and most effective method to control heteroatomic oil products is to measure impedance, evidenced by a large number of works devoted to the study of various types of fuel by the methods of impedance spectroscopy [11–13]. In [14], the authors show the possibility of using a sensor system with an impedance component to

study complex three-component mixtures of gasoline, ethanol and water. Similar work on the study of bioethanol fuels by the method of impedance spectroscopy is described in [15]. Another important advantage of impedance spectroscopy is the ability to use it to create microfluidic sensory systems [16]. Impedance spectroscopy can exploit electromagnetic or acoustic measurement methods. Acoustic spectroscopy looks more perspective. In term of sensing of flammable liquids, the use of the acoustic methods is attractive since the analyte is not a part of an electrical measuring circuit and it is only acoustically coupled that prevents an occurrence of a spark. Sound velocity is closely linked to Gibbs Free Energy and related values [17], hence ultrasonic velocimetry allows for detecting molecular interactions [18], for example in enzyme catalysis [18, 19], or microstructural transitions [20]. Ultrasonic methods can even be applied to optically non-transparent systems [19].

Therefore, in this work, we used acoustic spectroscopy method and studied its acceptability for flow online analysis.

Materials and Methods. The purpose of the work is to study the possibilities of online flow analysis of sulphur-containing heteroatomic components using acoustic measurements. The challenge is the development of a resonator system integrated with the pipe.

To achieve the goal, the measuring system shown in Fig. 1 was prepared. Measuring equipment includes impedance analyzer (1); a sensor structure (2) integrated with a liquid-filled pipe (3); a pump (4) and a tank with a measured liquid (5).

The Agilent4395A network analyzer was used as a measuring instrument along with an Agilent 87511A S-parameter extension.

During the experiment, the measured solution circulates through the system with a flow rate of

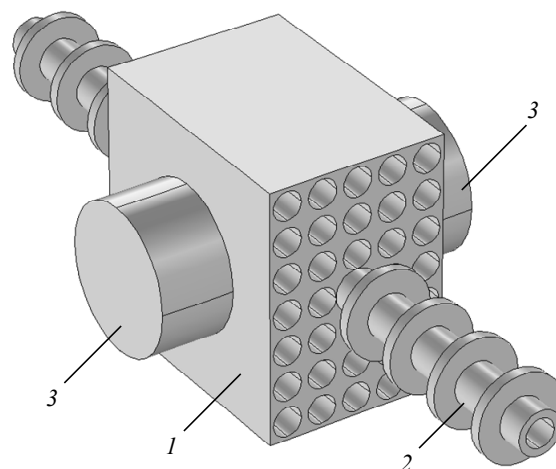


Fig. 2. Measuring structure

5 ml/min. Using connecting tubes, the pump is connected to a container with a solution and measurement structures. The liquid, after passing through the measurement structures, returns to its original capacity. The experiment was carried out at a constant ambient temperature of 22 degrees Celsius.

The sensor structure (Fig. 2) was designed as a combination of 2D and 1D pipe periodic arrangements to achieve high Q-factor of acoustic resonance in the flow system. The acoustic measurement device consists of a steel matrix with a periodic system of cylindrical holes (1). The diameter of the cylindrical holes is 4 mm; the distance between them is 4.9 mm. Liquid is supplied through a central cylindrical steel channel with a periodic system (period length is 12 mm) of rings along the axis (2). Piezoelectric transducers (3) made of PZT are placed on the right and left of the contact to the perforated steel plate (1). A longitudinal acoustic wave is excited on the left side and received on the right one by measuring the s21 parameter. The 2D periodic system of cylindrical holes is designed to excite high-Q liquid resonance in the central cylindrical cavity, then the system of periodic rings along the channel axis is made to prevent acoustic energy losses due to radiation along the pipe.

A theoretical analysis of the eigenmodes of sensor structure was carried out on the basis of numerical simulation using COMSOL Multiphysics software.

The narrow oil fraction was taken as a basic solution. The boundary boiling point of the fraction is 100–140 °C. Thiophene was used to prepare the mixtures. Thiophene is a representative of sulphur-containing components, which may be included in the composition of petroleum and its derivatives.

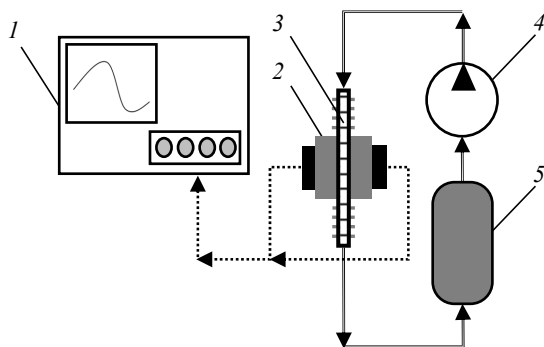


Fig. 1. Measuring equipment layout

Results and Discussion. When designing the sensor structure, calculations of its resonance modes were performed. The propagation of acoustic waves in an elastic medium can be determined by the equation:

$$\rho_S \frac{\partial^2 u_i(\mathbf{r}, t)}{\partial t^2} = \sum_{j,m,n} \frac{d}{dx_i} \left[C_{ijmn} \frac{\partial u_n(\mathbf{r}, t)}{\partial x_m} \right], \quad (1)$$

where ρ_S is the density of solid medium; u_i are the components of the elastic displacement field; C_{ijmn} is the elasticity tensor components; i, j, m and n are indices running from 1 to 3; $\mathbf{r} = (x, y, z)$ is the coordinate vector; t is time. To search for the eigen resonant solutions, Bloch's theorem was used, according to which the displacement vector can be represented as the product of the propagating wave and the periodic function of the sonic crystal:

$$\mathbf{u}(\mathbf{r}, \mathbf{k}) = \mathbf{u}_k(\mathbf{r}) \exp(-i\mathbf{k}\mathbf{r}),$$

where $\mathbf{u}_k(\mathbf{r})$ is the periodic function of $\mathbf{r}$; $\mathbf{k}$ is the wave vector.

Fig. 3 shows calculation results of the sonic crystals behaviour. Fig. 3, *a* shows an acoustic band diagram (the dependence of the frequency of the structure eigenmodes on the wave vector close to high symmetry points (Γ , K and M) in the first Brillouin zone) for a two-dimensional infinite cubic symmetry 2D sonic crystal made of steel with a periodic arrangement of cylindrical empty holes.

The size of the holes is 4 mm, the distance between the holes is 4.9 mm. The sonic crystal, as seen from Fig. 3, *a*, has a bandgap in the frequency range from 352 to 420 kHz. It is highlighted by a gray stripe. Fig. 3, *b* shows an acoustic band diagram for a one-dimensional infinite pipe sonic crystal made of steel with a periodic arrangement of rings. The inner diameter of the pipe has the same size as holes of the 2D sonic crystal. Rings repetition period (L) is 12 mm. This pipe periodic structure has a narrow bandgap in the frequency range from 360 to 367 kHz, which falls into the forbidden frequency band of 2D sonic crystal. In this frequency range, both structures work as perfect reflectors of acoustic waves. For structures of finite size, the penetration depth of acoustic waves is 2 lattice periods for the 2D crystal (Fig. 3, *c*) and 3 periods for a pipe sonic crystal (Fig. 3, *d*).

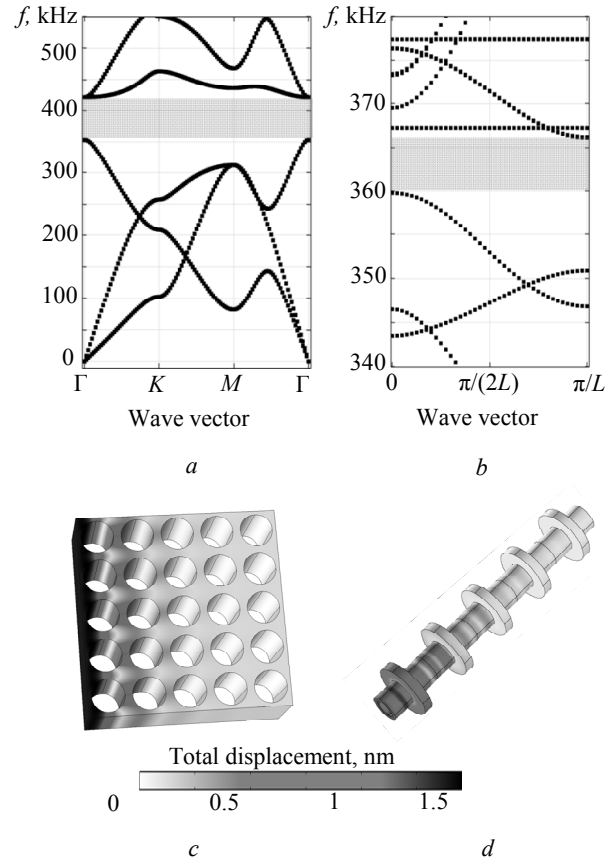


Fig. 3. Band diagrams of infinite 2D cubic (*a*) and 1D pipe (*b*) sound crystals and the reflection of an acoustic wave from finite structures (*c*, *d*) in its forbidden frequency ranges

The most interesting features of the spectra of the sensor structure must be associated with the liquid pressure resonances in the pipeline. The pressure changes can be described as a wave equation for given boundary conditions. Resonance modes can be found by solving the eigenmode problem for acoustic modes in a cylindrical cavity. The basic equation for the pressure wave with harmonic solutions is the Helmholtz equation, which can be represented as follows:

$$\nabla \left(-\frac{1}{\rho_L} \nabla p \right) - \frac{\omega^2 p}{\rho_L V_L^2} = 0, \quad (2)$$

where ρ_L is the density of liquid; p is pressure; ω is circular frequency; V_L is speed of sound in a liquid.

Conditions at the boundaries of the "solid-liquid" section are as follows:

$$\mathbf{F} = -\mathbf{n}_s p; \quad (\mathbf{n}_f \cdot \mathbf{u}) \omega^2 = -\mathbf{n}_f \left(-\frac{1}{\rho} \nabla p + \mathbf{q} \right), \quad (3)$$

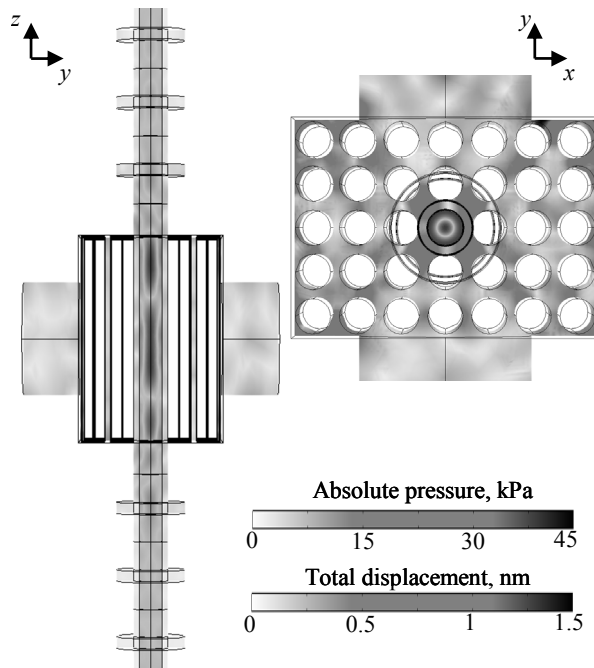


Fig. 4. Simulation of resonance conditions in the pipe of the sensor structure

where $\mathbf{F}$ is the force per unit area representing the load on the cylinder walls; $\mathbf{n}_s$ is the normal vector directed from a solid; $\mathbf{n}_f$ is the normal vector directed from the fluid volume; $\mathbf{u}$ is the mechanical displacement vector in a solid; $\mathbf{q}$ is the acceleration vector reported by the fluid.

On the basis of the equations (1–3) computation results of eigenmodes for the sensor structure (Fig. 2) were carried out. Fig. 4 shows the liquid resonance in the pipe embedded in the measuring acoustic system.

Here the liquid-filled pipe works like a structural defect in a 2D sonic crystal. By creating a replacement-type defect in the regular structure of a sonic crystal by filling one of the holes with a liquid, we can create an isolated localized state if the resonance frequency of the liquid-filled pipe falls into the bandgap.

For typical values of the gasoline speed of sound (about 1200 m/s [21–23]), axisymmetric mode is in the centre of the bandgap (Fig. 3). A cylindrical liquid-filled resonator is surrounded by a periodic structure that provides high acoustic contrast at the edges of the resonator and, as a result, a high Q-factor of the resonant peaks can be achieved. In this case, the resonance peak turns out to be isolated, since there are no other vibrational modes of the solid-state

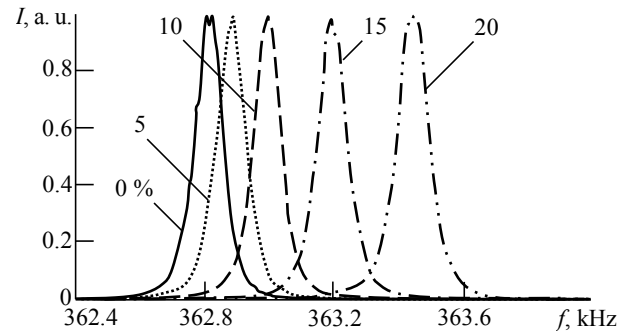


Fig. 5. Experimentally measured frequency spectra of the sensor structure for different gasoline-thiophene mixtures

structure within the bandgap. When the composition of the fluid changes (more precisely, the speed of sound changes), the resonant frequency of the defect mode shifts. This fact allows to use the shift of the resonant frequency to detect the composition changings.

The dependence of the resonant frequency (f_r in kHz) of the structure on the speed of sound in a liquid (V_L in m/s) is described by the following equation:

$$f_r = 0.3049V_L + 0.02.$$

Fig. 5 depicts an experimental dependence of the intensity (I) of the acoustic signal passing through the structure on the frequency (f) for various volumetric concentrations of thiophene in gasoline.

The quality factor of the resonance peaks is limited by the viscosity of the fluid and imperfection of the manufactured structure.

The sensor shows good sensitivity to the thiophene content with high resolution in-line analysis. This result is achieved by limiting the energy losses of acoustic resonance in radiation along the pipe by creating a periodic pipe structure. Secondly, the structure of a 2D sonic crystal allows to excite axisymmetric eigenmodes of liquid pressure in a pipe that have reduced viscosity losses compared to spinning modes that would be excited by direct contact with piezoelectric transducer.

Possible applications for developed acoustic sensor are flow analysis for monitoring the quality of oil products.

This work extends the field of sonic crystal liquid sensors with novel results that have a high potential in a field of liquids properties evaluation in flow analysis.

References

1. Speight J. G. The Chemistry and Technology of Petroleum. New York, Marcel Dekker, 1999, 918 p.
2. Speight J. G. Handbook of Petroleum Analysis. Wiley, New York, Chichester, 2001, 452 p.
3. Dake L. P. The Practice of Reservoir Engineering (Revised Edition). Elsevier, 2001, 572 p.
4. Kutia M., Fyk M., Kravchenko O., Palis S., Fyk I. Improvement of Technological-Mathematical Model for the Medium-Term Prediction of the Work of a Gas Condensate Field. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. 2016, vol. 5, pp. 40–48. doi: 10.15587/1729-4061.2016.80073
5. Desty D. H., Whyman B. H. F. Application of Gas-Liquid Chromatography to Analysis of Liquid Petroleum Fractions. Anal. Chem. 1957, vol. 29, pp. 320–329. doi: 10.1021/ac60123a001
6. Sidorov R. I., Denisenko A. N., Polyakova L. A. Determination of Aromatic Hydrocarbons in Petroleum Fractions by Gas-Liquid Chromatography. Chem Technol Fuels Oils. 1966, vol. 2, pp. 501–503. doi: 10.1007/BF00725981
7. Wang Z., Fingas M. Developments in the Analysis of Petroleum Hydrocarbons in Oils, Petroleum Products and Oil-Spill-Related Environmental Samples by Gas Chromatography. Journal of Chromatography A. 1997, vol. 774, pp. 51–78. doi: 10.1016/S0021-9673(97)00270-7
8. Perini N., Prado A. R., Sad C. M. S., Castro E. V. R., Freitas M. B. J. G. Electrochemical Impedance Spectroscopy for in Situ Petroleum Analysis and Water-In-Oil Emulsion Characterization. Fuel, 2012, vol. 91, pp. 224–228. doi: 10.1016/j.fuel.2011.06.057
9. Aman S., Aman A., Hintz W., Trüe M., Veit P., Hirsch S. The Exfoliation of Graphite Particles in the Vibratory Disk Mill. Chemie Ingenieur Technik. 2017, vol. 89, pp. 1185–1191. doi: 10.1002/cite.201600124
10. Chung M. K. H. Comparison of Near-Infrared, Infrared, and Raman Spectroscopy for the Analysis of Heavy Petroleum Products. Appl. Spectrosc. 2000, vol. 54, pp. 239–245.
11. Opekar F., Cabala R., Kadlecová T. A Simple Contactless Impedance Probe for Determination of Ethanol in Gasoline. Anal. Chim. Acta, 2011, vol. 694, pp. 57–60. doi: 10.1016/j.aca.2011.03.038
12. Zaitsev B. D., Teplykh A. A., Borodina I. A., Kuznetsova I. E., Verona E. Gasoline Sensor Based on Piezoelectric Lateral Electric Field Excited Resonator. Ultrasonics. 2017, vol. 80, pp. 96–100. doi: 10.1016/j.ultras.2017.05.003
13. Kashyap D., Dwivedi P. K., Pandey J. K., Kim Y. H., Kim G. M., Sharma A., Goel S. Application of Electrochemical Impedance Spectroscopy in Bio-Fuel Cell Characterization: A review. International Journal of Hydrogen Energy. 2014, vol. 39, pp. 20159–20170. doi: 10.1016/j.ijhydene.2014.10.003
14. Middelburg L. M., Graaf G. D., Bossche A., Bastemeijer J., Ghaderi M., Wolffenbuttel F. S., Visser J., Soltis R., Wolffenbuttel R. F. Multi-Domain Spectroscopy for Composition Measurement of Water-Containing Bio-Ethanol Fuel. Fuel Processing Technology. 2017, vol. 167, pp. 127–135. doi: 10.1016/j.fuproc.2017.06.007
15. Santos E. J. P. Determination of Ethanol Content in Gasoline: Theory and Experiment. Proc. of the 2003 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference - IMOC 2003. (Cat. No. 03TH8678), Foz do Iguaçu, Brazil, 20–23 Sept. 2003. Piscataway, IEEE, pp. 349–353. doi: 10.1109/IMOC.2003.1244884
16. Schmidt M.-P., Oseev A., Engel C., Brose A., Aman A., Hirsch S. A Novel Design and Fabrication of Multichannel Microfluidic Impedance Spectroscopy Sensor for Intensive Electromagnetic Environment Application. Procedia Engineering. 2014, vol. 87, pp. 88–91. doi: 10.1016/j.proeng.2014.11.272
17. Nayeem S. Md., Nyamathulla S., Khan I., Krishna Rao D. Investigation of Molecular Interactions in Binary Mixture (Benzylbenzoate + Ethyl Acetate) at T = (308.15, 313.15, and 318.15) K: An Insight from Ultrasonic Speed of Sound and Density. J. Molec. Liquids. 2016, vol. 218, pp. 676–685. doi: 10.1016/j.molliq.2016.02.045
18. Altas M. C., Kudryashov E., Buckin V. Ultrasonic Monitoring of Enzyme Catalysis; Enzyme Activity in Formulations for Lactose-Intolerant Infants. Anal. Chem. 2016, vol. 88, pp. 4714–23. doi: 10.1021/acs.analchem.5b04673
19. Buckin V., Altas M. C. Ultrasonic Monitoring of Biocatalysis in Solutions and Complex Dispersions. Catalysts. 2017, vol. 7, pp. 1–43. doi: 10.3390/catal7110336
20. Hickey S., Lawrence M. J., Hagan S. A., Buckin V. Analysis of the Phase Diagram and Microstructural Transitions in Phospholipid Microemulsion Systems Using High-Resolution Ultrasonic Spectroscopy. Langmuir. 2006, vol. 22, pp. 5575–5583. doi: 10.1021/la052735t
21. Wegge R., Richter M., Span R. Speed of Sound Measurements in Ethanol and Benzene over the Temperature Range from (253.2 to 353.2) K at Pressures up to 30 MPa. J. Chem. Eng. Data. 2015, vol. 60, pp. 1345–1353. doi: 10.1021/je501065g
22. Wang Z., Nur A. Ultrasonic Velocities in Pure Hydrocarbons and Mixtures. The Journal of the Acoustical Society of America. 1991, vol. 89, pp. 2725–2730. doi: 10.1121/1.400711
23. Berryman J. G. Analysis of Ultrasonic Velocities in Hydrocarbon Mixtures. The Journal of the Acoustical Society of America. 1993, vol. 93, pp. 2666–2668. doi: 10.1121/1.405841

Information about the authors

Nikolay V. Mukhin – Ph.D. (Engineering) (2013), Researcher of Department of Sensorics of Institute of Micro and Sensor Systems (IMOS), Otto-von-Guericke-University Magdeburg, Germany. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: study of thin-film ferroelectrics; the development of acoustic metamaterials and sensors.

E-mail: nikolay.mukhin@ovgu.de

<https://orcid.org/0000-0002-8709-6361>

Mykhailo M. Kutia – Post-graduate student of Otto-von-Guericke-University Magdeburg, Germany since 2016. The author of 12 scientific publications. Area of expertise: modeling of fluid filtration in underground reservoirs and creation of sensory systems for online determination of physical properties of mixtures of hydrocarbons.

E-mail: mykhailo.kutia@ovgu.de

<https://orcid.org/0000-0001-8766-1001>

Оптическая система контроля расположения элементов высокоточного измерительного стенда

В. В. Холкин¹, В. Ю. Холкин²✉

¹ООО "Стройсервис"

ул. Расплетина, д. 5, стр. 1, Москва, 123060, Россия

²ОАО "Авангард"

Кондратьевский пр., д. 72, Санкт-Петербург, 195271, Россия

✉ vkholkin@mail.ru

Аннотация

Введение. При эксплуатации высокоточных измерительных стендов необходимо обеспечить достоверность измерений. Изменение расположения элементов измерительного тракта, особенно в стендах, работающих в СВЧ-диапазоне, приводит к искажению полученных результатов измерений. Для достижения достоверности измерений необходимо контролировать расположение элементов измерительного стенда, при этом контроль должен проводиться в процессе измерения, устройство контроля должно подключаться к автоматической системе управления измерительным стендом, не воздействовать механически на элементы стенда и не привносить электрических и электромагнитных помех.

Цель работы. Разработка системы контроля перемещений элементов высокоточного измерительного стенда с точностью $1.0 \cdot 10^{-4}$ мм, не оказывающей механического воздействия на контролируемые элементы и не вносящей электрических и электромагнитных помех с возможностью цифровой обработки сигнала.

Материалы и методы. В разработанной системе использованы оптические методы контроля перемещений, основанные на геометрической оптике. Для регистрации реакции системы на изменение положения оптического пути используются приборы с зарядовой связью.

Результаты. Разработаны 2 варианта системы контроля. В первом варианте система позволяет регистрировать изменения в расположении элементов стенда, во втором – идентифицировать элемент, изменивший геометрическое положение. Система способна регистрировать перемещения элементов стенда на $1.0 \cdot 10^{-4}$ мм и контролировать расположения элементов стенда при вибрационном воздействии, не оказывает механического и электромагнитного воздействия на элементы стенда. Все элементы системы не чувствительны к воздействию СВЧ-излучения и повышенного радиационного фона, за исключением прибора с зарядовой связью, который должен располагаться вне зоны облучения. Математическое моделирование позволило оценить чувствительность оптической системы контроля. Предложен способ повышения точности системы с помощью увеличения оптического пути и использования корректирующего отражателя.

Заключение. Разработанная система контроля перемещений элементов высокоточного измерительного стенда обеспечивает требования, обозначенные в цели работы. Позволяет производить цифровую обработку сигнала. Может использоваться в стендах с повышенным СВЧ-, рентгеновским и радиационным излучением. В сравнении с системами, основанными на других физических принципах, разработанная система значительно проще в реализации. Новизна используемой системы контроля подтверждена патентом.

Ключевые слова: контроль перемещений, контроль структурной целостности, оптическая система контроля, измерительный стенд

Для цитирования: Холкин В. В., Холкин В. Ю. Оптическая система контроля расположения элементов высокоточного измерительного стенда // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 4. С. 89–98. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-89-98

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 10.07.2019; статья принята к публикации после рецензирования 16.08.2019;

© Холкин В. В., Холкин В. Ю., 2019



Optical Control System for Displacement Monitoring of the High Precision Measurement Setup Elements

Victor V. Kholkin¹, Vladimir Yu. Kholkin²✉

¹ LLC "Stroyservice"

5, Raspletina str., block 1, 123060, Moscow, Russia

² OAO "Avangard"

72, Kondratievsky ave., 195271, St Petersburg, Russia

✉ vkholkin@mail.ru

Abstract

Introduction. It is necessary to ensure the reliability of measurements when operating high-precision measurement setups. The elements displacement of the measurement path introduces measurement results distortions, especially in measurement setups operating in the microwave range. It is necessary to monitor the elements positions of the measurement setup to ensure the measurements reliability. The monitoring should be performed during the measurement, and the control device should be connected to the automatic control system of the measurement setup, and it should neither mechanically affect the setup elements nor introduce the electrical and electromagnetic interferences.

Objective. The objective of the present work is a design of the control system, which allows monitoring of elements displacements of the high precision measuring setup with an accuracy of $1.0 \cdot 10^{-4}$ mm. And the designed control system should neither mechanically affect the controlled elements nor introduce the electrical and electromagnetic interferences, thus allowing the digital signal processing.

Materials and methods. The designed system utilizes optical methods of the displacements monitoring, which are based on the geometric optics principles. The charge-coupled devices (CCD) to record the system response to optical path changes are used.

Results. Two designs of the control system for the displacement monitoring of the high precision measurement setup elements are presented. The first system design allows detecting the elements displacement occurrence, and the second system design allows to identify the displaced element. The system is capable to register the elements displacements with accuracy of $1.0 \cdot 10^{-4}$ mm and monitor the elements positions while vibration exposures. The system does not mechanically or electromagnetically affect the controlled elements. All system elements are resistant to the microwave radiation and increased background radiation, excluding CCD that should be placed outside the active zone. The mathematical simulation allows assessing the sensitivity of the designed optical control system. The system sensitivity increasing method by the optical path increasing and corrective reflector using is proposed.

Conclusion. The designed control system for the displacements monitoring of the high precision measurement setup elements meets the requirements imposed on it. The system allows the digital signal processing and can withstand the increased microwave, X-ray and background radiation. The designed system is much simpler to implement in comparison with systems based on other physical principles. The novelty of the control system technical solution is confirmed by the patent.

Key words: displacement control, structural integrity control, optical control system, measurement setup

For citation: Kholkin V. V., Kholkin V. Yu. Optical Control System for Displacement Monitoring of the High Precision Measurement Setup Elements. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 4, pp. 89–98. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-89-98

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

Submitted 10.07.2019; accepted 16.08.2019; published online 27.09.2019

Введение. Развитие высокоточных средств измерений с все возрастающими требованиями к достоверности измерений заставляет искать но-

вые способы контроля состояния измерительной аппаратуры, в том числе способы контроля расположения составных частей измерительной тех-

ники. Особенно данные требования распространяются на стенды, работающие в СВЧ-диапазоне. При этом средства контроля не должны воздействовать на контролируемые части как механически, так и привнесением электрических и электромагнитных помех [1].

Кроме стендов, работающих с СВЧ-устройствами, прецизионный контроль положения элементов установок требуется в области, связанной с голографией, особенно при исследовании свойств вновь сформированных структур. Так, при разработке стенда по изучению интерференционных свойств слоистых структур на основе бактериородопсина исследователями была подчеркнута особая важность устранения проблем, связанных с юстировкой оптических элементов, возникающих ввиду особой чувствительности подобных устройств к сторонним механическим воздействиям [2].

В настоящее время основными методами контроля перемещений объектов, применяемыми в экспериментальных стендах, являются:

- индуктивные методы, основанные на преобразовании перемещения объекта контроля в изменение индуктивности электрической цепи;
- емкостные методы, основанные на преобразовании перемещения объекта контроля в изменение емкости электрической цепи;
- реостатные методы, основанные на перемещении движка прецизионного реостата при изменении перемещения объекта контроля [3].

Также для контроля перемещений применяются ультразвуковые датчики положения и акселерометры, установленные на объекты контроля. Ультразвуковые датчики основаны на измерении времени до прихода ультразвукового импульса, отраженного от объекта [4].

Для измерения перемещений объектов также используется пневматический преобразователь. Работа устройства основана на изменении расхода сжатого воздуха при линейном перемещении объекта контроля. Расход воздуха меняется за счет изменения площади проходного сечения канала истечения. Таким образом, измеряя расход воздуха при условии постоянного давления можно получить информацию о перемещении объекта контроля. Пневматические системы контроля перемещений обладают высокой точностью и относительно малыми габаритами, однако их применение

накладывает необходимость использования воздушной сети с фиксированным давлением, что в некоторых случаях может быть затруднительно. Кроме того, инерционность пневматических систем отрицательно сказывается на производительности последних и, более того, делает невозможным контроль вибрационных воздействий [5].

Проблему контроля перемещений пытаются решить, в том числе используя оптические средства контроля [6–8]. Наиболее известные оптические методы контроля линейных перемещений основаны на явлениях дифракции и интерференции [9].

Работа лазерных интерферометров заключается в сложении двух когерентных лучей от источника излучения, которым является лазер. При этом траектория первого луча остается неизменной, а путь второго зависит от расстояния до объекта контроля. Таким образом, изменение расстояния приводит к перераспределению интенсивностей и к усилению либо ослаблению суммарного потока (в зависимости от разности фаз). К недостаткам интерферометров следует отнести их чувствительность к вибрации, требования к неискаженной опорной когерентной волне и сложность в обработке интерферограмм [10, 11].

Дифракционные датчики перемещения основаны на сдвиге интерференционных полос при перемещении контролируемого объекта. К недостаткам устройств подобного типа относят недостаточную точность, большие габариты и высокие требования к когерентности источника излучения [12].

Еще одним способом измерения расстояния являются лазерные дальномеры, основанные на измерении сдвига фаз между излученным и отраженным сигналами (непрерывный режим работы) либо времени между излученным и отраженным импульсами (импульсный режим работы) [13]. Серьезным недостатком подобных устройств является сложность их применения на малых расстояниях [14].

Общим недостатком, присущим перечисленным устройствам, является недостаточная чувствительность, что вынуждает усложнять системы и использовать дорогостоящие высокоточные комплектующие.

Описание работы оптической системы контроля перемещения частей измерительного стенда. Решением, позволяющим исключить недостатки, связанные с недостаточной чувствительностью измерительной системы и с необхо-

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн
Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio Waves

ORIGINAL ARTICLE

димостью использования дорогостоящих комплектующих, является создание оптической системы контроля, основанной на использовании оптического умножителя и отражения луча лазера от криволинейной поверхности [15] (рис. 1).

Система состоит из следующих частей: базовой площадки 1 с установленным на ней лазером 6, излучающим луч 7; контролируемых элементов стенда 2–4 с закрепленными на них зеркалами 8–10; корректирующего отражателя 11; умножителя 5 с системой зеркал 12, 13 и прибора с зарядовой связью (ПЗС-матрица) 14.

Предлагаемая оптическая система контроля перемещения частей измерительного стенда относительно друг друга работает следующим образом: установленный на базовой площадке стенда лазер 6 генерирует луч света 7, который последовательно отражаясь от зеркал 8–10, установленных на контролируемых частях стенда, попадает на корректирующий отражатель 11. Да-

лее луч света 7, многократно отражаясь от зеркал 12 и 13, попадает на ПЗС-матрицу 14.

Для избежания взаимной компенсации, когда перемещение одного элемента компенсируется перемещением другого, а также когда перемещение происходит вдоль поверхности зеркала, в качестве зеркал 8–10 следует использовать криволинейные зеркальные поверхности.

Представленная на рис. 1 система контроля перемещения частей измерительного стенда проста в реализации.

Для точного позиционирования лазерного луча разработан зеркалодержатель (рис. 2), снабженный шарнирными фиксаторами 4–6, позволяющими выставить зеркало 2 в необходимом положении. Угол отражения выставляется с помощью микрометрического винта, расположенного в верхней части зеркалодержателя. Лазерный луч распространяется по направляющим 1, 3. Зеркалодержатель крепится на контролируемом элементе с помощью площадки 7.

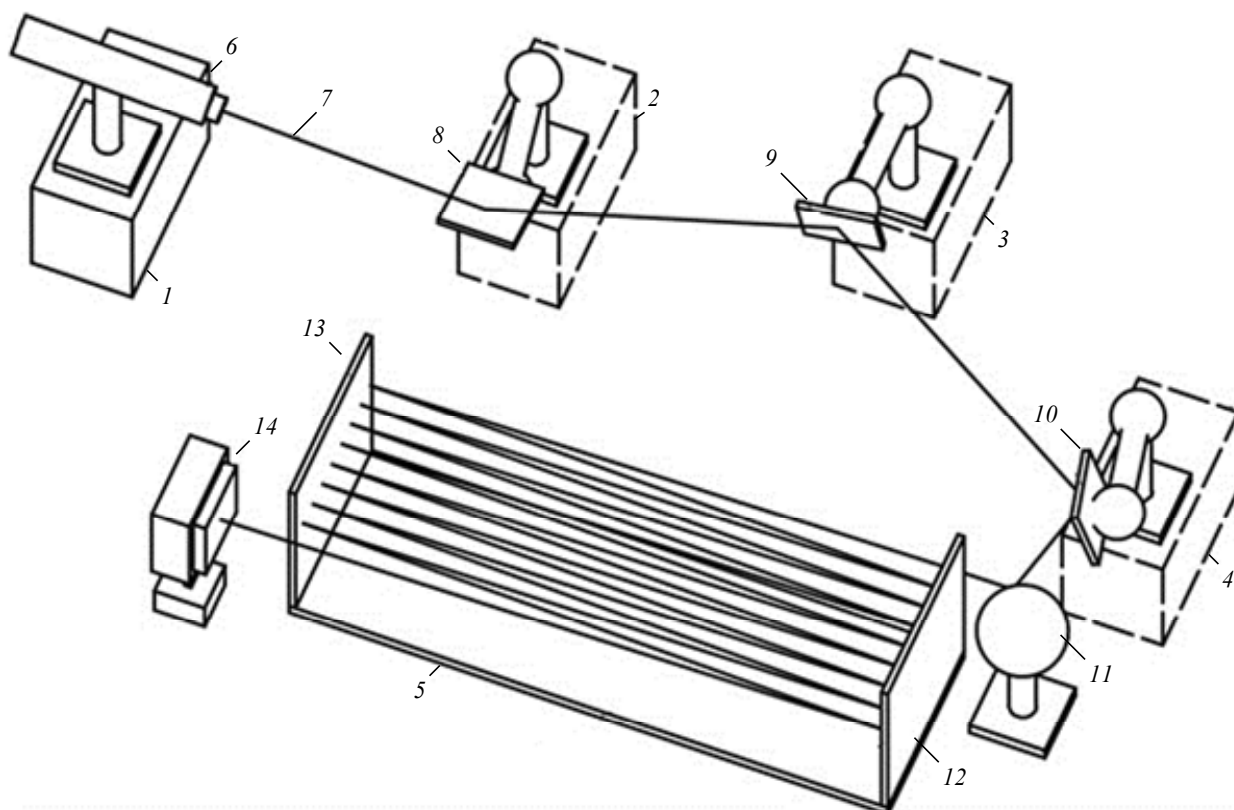


Рис. 1. Оптическая система контроля перемещения частей измерительного стенда относительно друг друга

Fig. 1. Optical control system for monitoring of the measurement setup elements displacement relative to each other:
1 – base site; 2–4 – controlled elements; 5 – multiplier; 6 – laser; 7 – laser beam; 8–10 – mirrors mounted on the controlled elements; 11 – corrective reflector; 12, 13 – multiplier mirror system; 14 – CCD

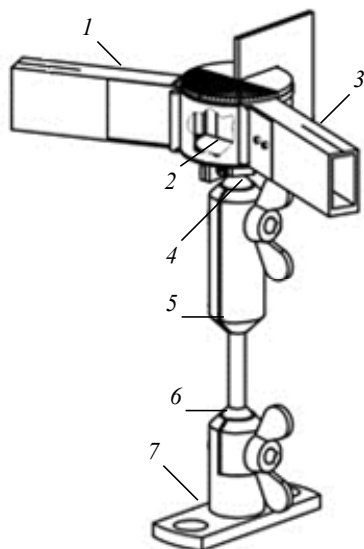


Рис. 2. Зеркалодержатель

Fig. 2. Mirror holder: 1, 3 – beam guides; 2 – mirror; 4–6 – hinged clamps; 7 – mounting pad

Разработанный корректирующий отражатель (рис. 3) состоит из криволинейного зеркала сферической или цилиндрической формы 1, расположенного в оправе. В конструкцию корректирующего отражателя входят шарнирные фиксаторы 2–4 для регулировки положения в пространстве и микрометрический винт для точной настройки. Корректирующий отражатель крепится с помощью площадки 5*.

Оптическая система обнаружения перемещений частей измерительного стенда относительно базовой точки. Одним из недостатков описанной оптической системы контроля перемещения частей измерительного стенда является то, что с ее помощью возможно зарегистрировать нарушение целостности геометрических размеров размещения контролируемых элементов как единой конструкции. При этом информация, какой именно элемент конструкции смещен, отсутствует, что усложняет поиск неисправности. Для фиксации смещений отдельных элементов измерительного стенда предлагается система обнаружения их перемещений относительно базовой точки.

Принцип работы оптической схемы системы обнаружения перемещений контролируемых элементов измерительного стенда относительно базовой точки (рис. 4) заключается в следующем: лазеры 6а, 6б, 6в испускают лучи 7а, 7б, 7в раз-

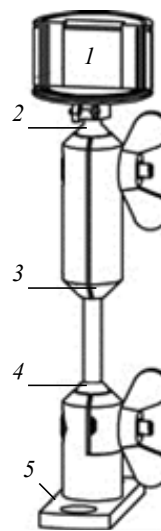


Рис. 3. Корректирующий отражатель

Fig. 3. Corrective reflector: 1 – curved mirror; 2–4 – hinged clamps; 5 – mounting pad

ной длины волны. Каждый из этих лучей падает на одно из зеркал 8–10, размещенных на различных контролируемых элементах стенда 2–4, после чего отражается от корректирующего отражателя 11, зеркал 12, 13 умножителя 5 и поступает на ПЗС-матрицу 14. Разная длина волны лучей позволяет зафиксировать смещение каждого контролируемого элемента относительно базовой точки размещения лазеров 15.

В случае недостаточной разрешающей способности ПЗС-матрицы при цветodelении следует использовать несколько ПЗС-матриц для каждого контролируемого элемента.

Чувствительность оптической системы контроля расположения элементов высокоточного измерительного стенда. Чувствительность предложенной оптической системы контроля определяется системой зеркал оптического умножителя в соответствии со схемой прохождения луча в умножителе (рис. 5).

Задача системы зеркал оптического умножителя 12, 13 заключается в том, чтобы в ограниченном пространстве увеличить смещение пятна лазерного луча 7 на ПЗС-матрицу 14 при изменении угла наклона β , увеличив тем самым чувствительность схемы.

В соответствии с рис. 5 чувствительность μ оптического умножителя определяется зависимостью изменения расстояния x от изменения угла β .

* На оптических схемах рис. 1, 4 зеркалодержатели и корректирующий отражатель показаны условно.

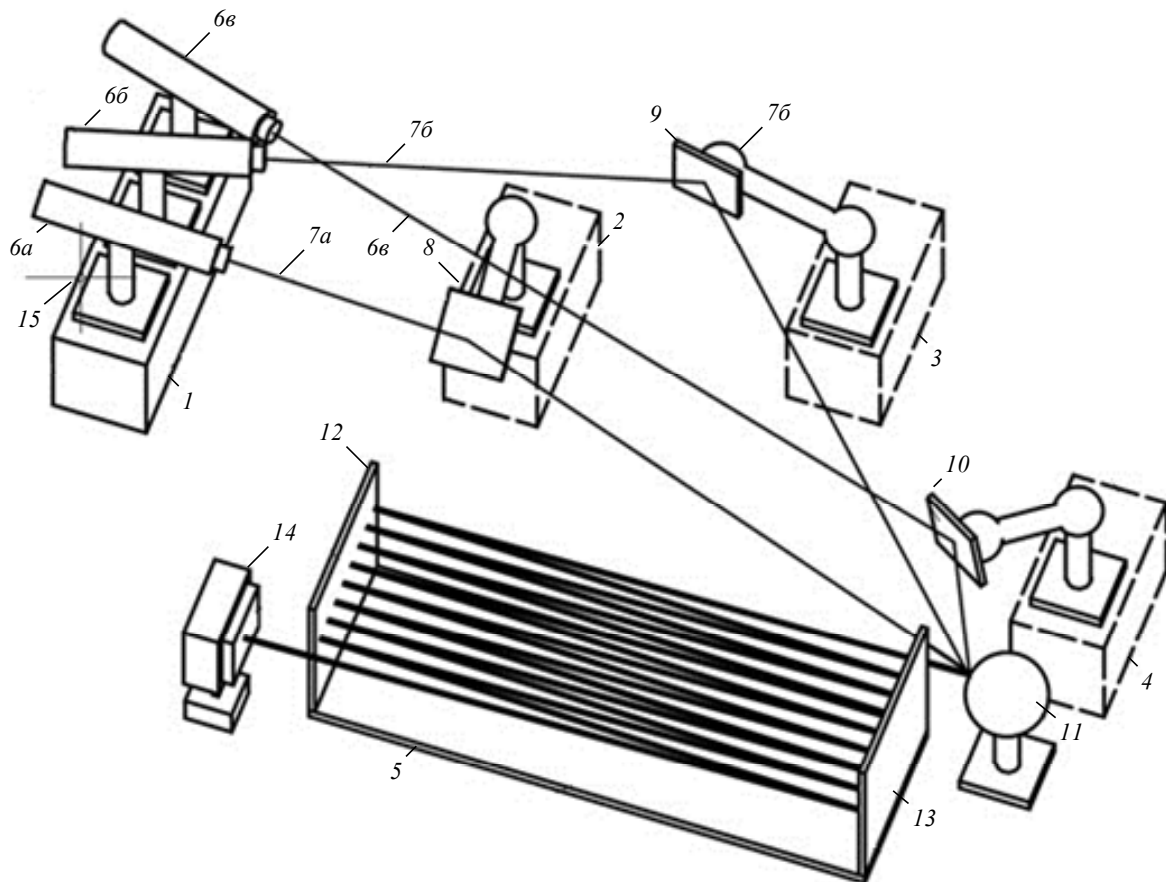


Рис. 4. Оптическая система контроля перемещений частей измерительного стенда относительно базовой точки

Fig. 4. Optical control system for monitoring the measurement setup elements displacement relative to the base point:
1 – base site; 2–4 – controlled elements; 5 – multiplier; 6a–6e – lasers; 7a–7e – laser beams with different wavelengths;
8–10 – mirrors mounted on the controlled elements; 11 – correction reflector; 12, 13 – mirror system;
14 – CCD; 15 – base point

Из рис. 5 следует, что величина отклонения определяется как $b = a \operatorname{tg} \beta$, где a – расстояние между зеркалами; β – угол отклонения от оси OA . Тогда для суммарного отклонения x оптического луча после n отражений получим:

$$x = [(n+1)a + h] \operatorname{tg} \beta, \quad (1)$$

где h – расстояние от ПЗС-матрицы 14 до зеркала 12.

Для чувствительности оптического умножителя $\mu = dx/d\beta$ с использованием (1) имеем

$$\mu = \frac{(n+1)a + h}{\cos^2 \beta}. \quad (2)$$

Величина Δx перемещения светового пятна на ПЗС-матрице 14 определяется как

$$\Delta x = [(n+1)a + h] \operatorname{tg}(\beta + \Delta\beta) - [(n+1)a + h] \operatorname{tg} \beta, \quad (3)$$

где $\Delta\beta$ (рис. 5) – приращение угла отклонения β .

Из (3) с учетом (2) получим приближенное выражение для Δx :

$$\Delta x \approx \mu \Delta\beta. \quad (4)$$

Так, например, при $\Delta\beta = 2 \cdot 10^{-5}$ рад, $a = 500$ мм; $h = 0$ и $n = 100$ в соответствии с (4) получим $\Delta x = 1.01$ мм.

Изменения положения освещенного лучом пятна света на ПЗС-матрице на 1.01 мм достаточно для определения наличия или отсутствия перемещений элементов стенда относительно друг друга.

При угле перемещения $\Delta\beta = 2 \cdot 10^{-6}$ рад имеем $\Delta x = 0.101$ мм.

Даже при использовании ПЗС-матрицы с относительно невысокой плотностью размещения светочувствительных элементов (например, типа 1D фирмы «Kodak» [16]), разрешение которой составляет 2181 DPI (около 85.6 элементов на миллиметр),

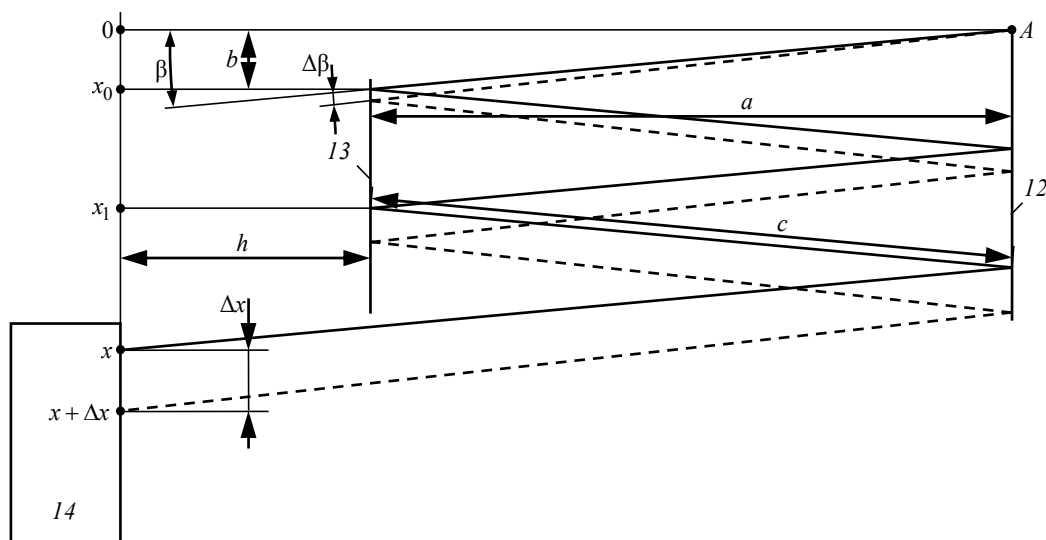


Рис. 5. Траектория луча в умножителе

Fig. 5. Multiplier beam path: 12, 13 – mirror system; 14 – CCD

количество засвеченных пикселей при фиксации перемещения пятна $\Delta x = 0.101$ мм составит $(2181/25.4)0.101 = 8$. Этого вполне достаточно, чтобы зафиксировать перемещение пятна света.

Если использовать матрицу с высокой плотностью расположения пикселей (iPhone 4s фирмы «OmniVision» с разрешением 18100 DPI или 712.598 пикселей на 1 мм [16]), то при угле перемещения $\Delta\beta = 2 \cdot 10^{-7}$ рад реагировать будут 7 пикселей.

Предложенный метод регистрации перемещений частей измерительного стенда позволяет при использовании ПЗС-матрицы с плотностью 18100 DPI, расстоянии между зеркалами 500 мм и стократном отражении в оптическом умножителе получить точность фиксации угла перемещения $\Delta\beta = 2 \cdot 10^{-7}$ рад.

Помимо регистрации возникновения перемещения частей стенда предложенный метод также позволяет использовать его как контрольно-измерительную систему определения перемещения частей стенда. Для этого необходимо определить зависимость изменения угла β (рис. 5) от перемещения x_{Π} (рис. 6) зеркала (например, 8), установленного на контролируемом элементе, и радиуса R корректирующего отражателя 11 (см. рис. 1).

Принцип использования предлагаемого устройства в качестве контрольно-измерительной системы заключается в установке зеркал под известным заранее углом (рис. 6) с последующим определением зависимости изменения расположения

светового пятна на ПЗС-матрице с расстоянием перемещения контролируемого элемента x_{Π} .

Необходимо отметить, что принцип работы предлагаемого способа регистрации перемещений позволяет в случае необходимости увеличивать чувствительность измерительного прибора как с помощью уменьшения радиуса корректирующего отражателя 11 (рис. 6), так и увеличением количества отражений n от зеркал 12, 13 (рис. 5).

В случае использования корректирующего отражателя 11 с радиусом 5 мм и падения луча

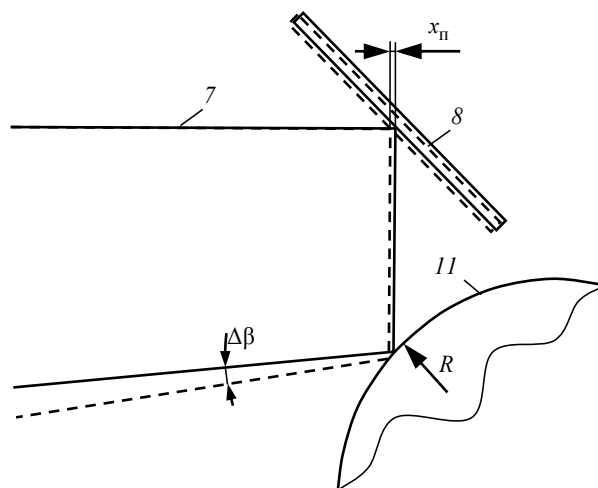


Рис. 6. Траектория луча при использовании зеркала на контролируемом элементе и корректирующего отражателя

Fig. 6. Beam path when using the corrective reflector and mirror mounted on the controlled element: 7 – laser beam; 8 – mirror mounted on the controlled element; 11 – corrective reflector

лазера b в точку, расположенную от центра окружности на расстоянии 4.95 мм, при перемещении зеркала $x_{\Pi} = 0.0001$ мм угол отклонения луча $\Delta\beta = 0.00028369$ рад, что при $a = 500$ мм; $h = 0$ и $n = 100$ в соответствии с (3) достаточно для регистрации перемещения с использованием ПЗС-матрицы невысокой плотности, разрешение которой составляет 2181 DPI.

Для компенсации затухания сигнала при увеличении отражений от зеркал можно повысить выходную мощность лазера. Физический предел, связанный с возможностью прожигания лучом лазера зеркал, можно отодвигать, используя высокотемпературные материалы, а также систему охлаждения зеркал [16].

Заключение. Преимущество предложенной оптической системы контроля перемещений элементов измерительного стенда заключается в простоте реализации, что позволяет создавать высокоточные устройства контроля расположения элементов конструкции измерительных стендов без риска механического и электрофизического воздействия на работу последних.

Использование в оптической системе контроля перемещений элементов конструкции оптического умножителя и отражения луча лазера от криволинейной поверхности позволяет при проектировании оптимизировать систему контроля в зависимости от необходимой чувствительности, сложности юстировки системы, а также габаритных размеров. Если позволяют габаритные размеры, необходимая чувствительность системы может быть обеспечена оптическим умножителем с несложной системой юстировки. В остальных случаях (невозможно расположить

зеркала на необходимом расстоянии, количество необходимых отражений превосходит возможности оптической системы по затуханию) необходимую чувствительность можно получить с помощью криволинейного отражателя, увеличивая кривизну поверхности. Оригинальность и новизна предложенной системы подтверждена патентом [15].

В отличие от прототипов предлагаемая оптическая система может работать при вибрационном воздействии, определяя по перемещению пятна засветки на фотоматрице докритический уровень перемещения элементов от ударного и вибрационного воздействий. При этом, в отличие от известных систем контроля, в том числе с использованием интерферометров, разработанная система позволяет по перемещению пятна засветки определять направление вибрационного или ударного воздействия.

С учетом невысокой стоимости ПЗС-матриц, а также лазерных излучателей предлагаемая оптическая система контроля перемещений может быть использована не только в прецизионных устройствах, но и как основная или дополнительная система контроля перемещения в оборудовании, а также в крупногабаритных устройствах и сооружениях.

Оптические системы контроля перемещений могут использоваться в условиях воздействия СВЧ-, а также рентгеновского и радиационного излучений.

Предложенная система контроля перемещения частей измерительного стенда реализована в установке определения однородности с прецизионным узлом контроля механических воздействий на ЗАО НПО "Средмаш".

Список литературы

1. Безкоровайный В. С., Яковенко В. В., Ливцов Ю. В. Определение толщины упрочненного слоя металла магнитным методом // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 102–110. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-102-110
2. Bioelectronic applications of photochromic pigments / ed. by A. Déry, L. Keszthelyi. Amsterdam: IOS Press, 2001. 725 p. (NATO Science Series, I: Life and Behavioural Sciences. Vol. 335).
3. Du W. Resistive, Capacitive, Inductive, and Magnetic Sensor Technologies. Boca Raton: CRC Press, 2015. 408 p.

4. Hauptmann P., Hoppe N., Püttmer A. Application of ultrasonic sensors in the process industry // Measurement Science and Technology. 2002. Vol. 13, № 8. R73. doi: 10.1088/0957-0233/13/8/201
5. Liptak B. G., Venczel K. Instrument and automation engineers' handbook. Vol. I: Measurement and Safety. 5th ed. Boca Raton: CRC press, 2018. 226 p.
6. Пат. RU 2 482 448 C2. G01B11/00, G01B11/27 (2006.01). Оптическая измерительная система для определения взаимного расположения элементов в пространстве, способ и устройство регистрации опти-

ORIGINAL ARTICLE

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн
Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio Waves

ческого излучения для использования в ней / К. Н. Ки-
форенко, Ф. В. Семенов; опублик. 20.05.2013. Бюл. № 14.

7. Bridge Displacement Monitoring Method Based
on Laser Projection-Sensing Technology / X. Zhao, H. Liu,
Y. Yu, X. Xu, W. Hu, M. Li, J. Ou // *Sensors*. 2015. Vol. 15,
№ 4. P. 8444–8463. doi: 10.3390/s150408444

8. Оптико-электронный преобразователь кон-
троля смещений элементов крупногабаритных кон-
струкций / В. А. Шубарев, А. Н. Михайлов, Ф. В. Молев,
И. А. Коняхин, А. Н. Тимофеев, А. С. Васильев // *Во-
просы радиоэлектроники*. 2014. Т. 1, № 2. С. 53–62.

9. Иванов А. Н., Киреев В. Е., Носова М. Д. Ди-
фракционные методы контроля пространственного
положения объектов // *Приборостроение*. 2013.
№ 11. С. 78–82.

10. Арчакова Е. В., Козлов Н. П. Дифракционный
датчик волнового фронта // *Изв. Самарского науч.
центра РАН*. 2010. Т. 12, № 4. С. 134–137.

11. Interferometry – Research and Applications in
Science and Technology / ed. by I. Padron. Hamburg:
Books on Demand, 2012. doi: 10.5772/2635

12. Батомункуев Ю. Ц., Мещеряков Н. А. Датчики
перемещений с двумерной дифракционной решеткой
// *Интерэкспо Гео-Сибирь*. 2013. Т. 5, вып. 3. С. 32–37.

13. Ready J. F. Industrial applications of lasers. Lon-
don: Elsevier, 2012. 599 p.

14. Muralikrishnan B., Phillips S., Sawyer D. Laser
trackers for large-scale dimensional metrology: A review.
// *Precision Engineering*. 2016. Vol. 44. P. 13–28. doi: 10.1016
/j.precisioneng.2015.12.001

15. Пат. RU 2 609 746 C2. G06F 15/00, G06F 3/00,
G01B 11/00 (2006.01). Устройство контроля возникно-
вения перемещения частей конструкций сооружения
/ В. В. Холкин; опублик. 02.02.2017. Бюл. № 4.

16. Пат. RU 2 046 381 C1. G02B 5/08 (1995/01).
Охлаждаемое лазерное зеркало / В. С. Дементьева,
П. П. Кузнецов, Л. Н. Поняева, В. М. Носкова; опублик.
20.10.1995.

Информация об авторах

Холкин Виктор Владимирович – магистр технических наук (2013) по направлению "Приборострое-
ние", ведущий инженер (2016) ООО "Стройсервис". Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов –
оптоэлектронные приборы; приборы на основе бактериородопсина.
E-mail: 42answer42@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0001-8079-4223>

Холкин Владимир Юрьевич – доктор технических наук (2011), начальник отдела Открытого Акционер-
ного Общества "Авангард". Автор 112 научных работ. Сфера научных интересов – надежность радиоэлек-
тронной аппаратуры; низкочастотные шумы.
E-mail: vkholkin@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0002-8975-0654>

References

1. Bezkorovayniy V. S., Yakovenko V. V., Litsov Y. V. De-
termination of Hardened Metal Layer Thickness Using
Magnetic Method. *Journal of the Russian Universities. Radi-
oelectronics*. 2018, no. 6, pp. 102–110. doi: 10.32603/1993-
8985-2018-21-6-102-110 (In Russ.)

2. Bioelectronic applications of photochromic pig-
ments. Ed. by A. Dér, L. Keszthelyi. Amsterdam, IOS
Press, 2001, 725 p. (NATO Science Series, I: Life and Be-
havioural Sciences. Vol. 335).

3. Du W. Resistive, Capacitive, Inductive, and Magnetic
Sensor Technologies. Boca Raton, CRC Press, 2015, 408 p.

4. Hauptmann P., Hoppe N., Püttmer A. Application
of ultrasonic sensors in the process industry. *Measure-
ment Science and Technology*. 2002, vol. 13, no. 8, R73.
doi: 10.1088/0957-0233/13/8/201

5. Liptak B. G., Venczel K. Instrument and automa-
tion engineers' handbook. Vol. I. Measurement and Safe-
ty. 5th ed. Boca Raton, CRC press, 2018, 226 p.

6. Kiforenko K. N., Semenov F. V. Pat. RF 2 482 448 C2.
G01B11/00, G01B11/27 (2006.01). Optical Measuring System

for Determining the Relative Position of Elements In Space, a
Method and Device for Recording Optical Radiation for Use in
It. Publ. 20.05.2013. (In Russ.)

7. Zhao X., Liu H., Yu Y., Xu X., Hu W., Li M., Ou J.
Bridge Displacement Monitoring Method Based on Laser
Projection-Sensing Technology. *Sensors*. 2015, vol. 15,
no. 4, pp. 8444–8463. doi: 10.3390/s150408444

8. Shubarev V. A., Mihajlov A. N., Moлев F. V., Konja-
hin I. A., Timofeev A. N., Vasil'ev A. S. Optoelectronic
Converter for Monitoring the Displacement of Elements
of Large Structures. *Issues of Radio Electronics*. 2014,
vol. 1, no. 2, pp. 53–62. (In Russ.)

9. Ivanov A. N., Kireenkov V. E., Nosova M. D. Diffra-
ction Methods for Control of Object Position. *Journal of
Instrument Engineering*. 2013, no. 11, pp. 78–82. (In Russ.)

10. Archakova E. V., Kozlov N. P. Wavefront Diffra-
ction Sensor. *Izv. of Samara Scientific Center of the Rus-
sian Academy of Sciences*. 2010, vol. 12, no. 4, pp. 134–
137. (In Russ.)

11. Interferometry – Research and Applications in Science and Technology. Ed. by I. Padron. Hamburg, Books on Demand, 2012. doi: 10.5772/2635

12. Batomunkuev Ju. C., Meshherjakov N. A. Motion Sensors with a Two-Dimensional Diffraction Grating. Interexpo GEO-Siberia. 2013, vol. 5, iss. 3, pp. 32–37. (In Russ.)

13. Ready J. F. Industrial applications of lasers. London, Elsevier, 2012, 599 p.

14. Muralikrishnan B., Phillips S., Sawyer D. Laser trackers for large-scale dimensional metrology: A review.

Precision Engineering. 2016, vol. 44, pp. 13–28. doi: 10.1016/j.precisioneng.2015.12.001

15. Holkin V. V. Pat. RF 2 609 746 C2. G06F 15/00, G06F 3/00, G01B 11/00 (2006.01). Device for Controlling the Occurrence of Movement of Structural Parts of a Structure. Publ. 02.02.2017. (In Russ.)

16. Dement'eva V. S., Kuznecov P. P., Ponjaeva L. N., Noskova V. M. Pat. RF 2 046 381 C1. G02B 5/08 (1995/01). Cooled Laser Mirror. Publ. 20.10.1995. (In Russ.)

Information about the authors

Victor V. Kholkin – Master Sci. (2013) on Instrument Engineering, Senior Engineer (2016) in LLC "Stroyservice" (Saint Petersburg). The author of 11 scientific publications. Area of expertise: optoelectronic devices; bacteriorhodopsin based devices.

E-mail: 42answer42@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-8079-4223>

Vladimir Yu. Kholkin – Dr. Sci. (Engineering) (2011), Head of the Department (2017) in JSC "Avangard". The author of 112 scientific publications. Area of expertise: electronic equipment reliability; low-frequency noise.

E-mail: vkholkin@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8975-0654>

Малошумящий программируемый усилитель постоянного тока с дистанционным управлением

В. Э. Иванов✉, Чье Ен Ун

Тихоокеанский государственный университет
ул. Тихоокеанская, д. 136, Хабаровск, 680035, Россия

✉ ivanov72@list.ru

Аннотация

Введение. В современной технике эксперимента известно направление, связанное с разработкой информационно-измерительных систем регистрации, предварительной обработки и анализа избыточных низкочастотных шумов (фликкер-шумов). В настоящее время из-за разнообразия целей и задач исследований такие измерительные системы представлены в виде частных решений. В то же время для автоматизации эксперимента весьма востребованы многоканальные измерительные комплексы с возможностью гибкой реконфигурации измерительного канала согласно поставленной задаче. Любой распределенный измерительный канал представлен в виде многокаскадной схемы с заданными функциями и параметрами каждого каскада, что затрудняет адаптацию измерительной системы к конкретным условиям и задачам эксперимента. Логичным решением описанной проблемы является глубокая унификация всех компонентов измерительного канала при сохранении высоких эксплуатационных характеристик. При этом одной из основных проблем является оценка собственных шумов электронных элементов, обеспечивающих изменение параметров усилителя.

Цель работы. Анализ собственных шумов электронных потенциометров, разработка концепции и исследование параметров малошумящего усилителя постоянного тока с высокой степенью унификации, возможностями внешнего электронного управления и встроенными алгоритмами коррекции характеристик.

Материалы и методы. Для достижения поставленного результата предложен способ измерения шумов электронных потенциометров и выполнены экспериментальные исследования.

Результаты. По результатам расчета и экспериментальных исследований показано, что удельные шумы электронных потенциометров соответствуют шумам металлопленочных резисторов, что делает возможным их использование в малошумящих каскадах усиления. Разработанные схемотехнические решения позволяют реализовать на базе электронных потенциометров унифицированный усилительный модуль с возможностью каскадирования для построения малошумящих измерительных трактов постоянного тока. Внешнее и внутреннее цифровое управление позволяет значительно повысить производительность измерительного тракта в целом и адаптировать его к широкому кругу решаемых задач.

Заключение. Предложен способ измерения шумов электронных потенциометров, проведены аналитические и экспериментальные исследования, разработан и исследован прототип малошумящего усилителя.

Ключевые слова: малошумящий предусилитель, электронный цифровой потенциометр, фильтр на переключаемых конденсаторах, усилитель постоянного тока, низкочастотный избыточный шум, фликкер-шум

Для цитирования: Иванов В. Э., Чье Ен Ун. Малошумящий программируемый усилитель постоянного тока с дистанционным управлением // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 4. С. 99–108. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-99-108

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 30.04.2019; принята к публикации после рецензирования 07.05.2019; опубликована онлайн 27.09.2019



Low Noise Programmable DC Amplifier with Remote Control

Viktor E. Ivanov✉, Chye En Un

Pacific National University

136, Tikhookeanskaya Str., 680035, Khabarovsk, Russia

Abstract

Introduction. In modern experimental technology, the direction associated with the development of information-measuring systems for recording, pre-processing and analyzing excess low-frequency noise (flicker noise) is well known. Currently, such measuring systems are mainly presented in the form of particular solutions, due to the large variety of research goals and objectives. At the same time, for automation of the experiment, multichannel measuring complexes with the possibility of flexible reconfiguration of the measuring channel according to the task are highly demanded. It is obvious that any distributed measuring channel is represented as a multi-stage scheme with given functions and parameters of each stage, which makes it difficult for the measuring system to adapt to different conditions and tasks of the experiment. The logical solution to this problem is a deep unification of all components of the measuring channel while maintaining good performance characteristics. One of the main problems with this is the evaluation of the intrinsic noise of electronic elements, which provide for changing the parameters of the amplifier.

Objective. Experimental analysis of the intrinsic noise of electronic potentiometers, development of the concept and study of parameters of a low-noise DC amplifier with a high degree of unification, the possibility of external electronic control and the use of built-in characteristics correction algorithms.

Materials and methods. To achieve the set result, a method for measuring the noise of electronic potentiometers was proposed and experimental studies were carried out.

Results. According to the calculation results and experimental studies, it was shown that the specific noise of the electronic potentiometers corresponds to the noise of the metal-film resistors, which makes it possible to use them in low-noise amplification stages. The developed circuit solutions allow the implementation of a unified amplifying module with cascading to build low-noise measuring DC paths based on electronic potentiometers. External and internal digital control allows you to significantly improve the performance of the measuring path as a whole and allows you to adapt it to a wide range of tasks.

Conclusion. As part of the study, a method was proposed for measuring the noise of electronic potentiometers, analytical and experimental studies were carried out, and a prototype of a low-noise amplifier was developed and investigated.

Key words: low noise preamplifier, electronic digital potentiometer, switch capacitor filter, DC amplifier, low-frequency excess noise, flicker noise

For citation: Ivanov V. E., Chye En Un. Low Noise Programmable DC Amplifier with Remote Control. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 4, pp. 99–108. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-99-108

Conflict of interest. The authors declares no conflict of interest.

Submitted 30.04.2019; accepted 07.05.2019; published online 27.09.2019

Введение. Измерительные системы, предназначенные для регистрации и анализа избыточных низкочастотных шумов, в настоящее время представлены в виде частных решений. Это связано в первую очередь с узким классом решаемых задач. Измерительный канал, оптимизированный для данных задач, обычно имеет маломощный предварительный усилитель (МПУ), усилитель второй ступени (промежуточный усилитель – ПУ), фильтры нижних и верхних частот (ФНЧ, ФВЧ) [1].

Обеспечить высокий коэффициент усиления обычно менее сложно, чем компенсировать составляющую постоянного тока и дрейф напряжения. ФВЧ, ограничивающий полосу пропускания канала снизу, используется для решения проблемы дрейфа. Поскольку МПУ, как правило, имеет небольшое усиление (для сохранения наилучшего отношения сигнал/шум и предотвращения насыщения из-за наличия в сигнале постоянной составляющей), фильтр включается между следу-

ющими ступенями усиления, где напряжение смещения намного выше. Однако применение ФВЧ ограничивает чувствительность метода диагностики на основе измерений низкочастотного шума. ФНЧ с переменной частотой среза необходим для устранения эффектов наложения, что особенно актуально для регистрации сигналов с широким спектром (шумов).

Важной проблемой является задача согласования выхода тестируемого устройства (OUT) и входа измерительного усилителя. В большинстве случаев достаточно правильно выбрать операционный усилитель (ОУ), чтобы обеспечить оптимальное соотношение его шумового тока и шумового напряжения в сочетании с выходным сопротивлением источника сигнала. В редких случаях необходимо применять специальные решения. По этой причине МПУ обычно имеют фиксированный коэффициент усиления по напряжению и заданную полосу усиления, а также некоторые типовые решения согласования с источником сигнала.

Экспериментальные измерительные системы с описанными принципами построения измерительного канала рассмотрены в [2–8]. В указанных примерах общее усиление по напряжению невелико, поскольку анализатор спектра, используемый для дальнейшего анализа и обработки, уже имеет встроенный МПУ. В целом используемые методы и технические решения направлены на адаптацию измерительного канала к конкретным условиям эксперимента и представлены как частные решения.

В некоторых работах [9–13] представлены усилители, оптимизированные для конкретных условий применения (например, уменьшения собственных фликкер-шумов). В большинстве случаев используется технология параллельного соединения нескольких каналов с суммированием выходных напряжений или с использованием техники кросс-корреляции. Отдельного внимания заслуживает работа [10], где авторы делают попытку расширения возможностей малошумящих усилителей за счет модульного подхода, совмещая ранее предложенные методы кросс-корреляции, схемотехнические особенности дифференциальных усилителей и их каскадного соединения для общего снижения уровня шума.

Цель и постановка задачи. Для обеспечения высокой степени унификации авторами предложена концепция универсального МПУ, который может выполнять любую функцию в составе измерительного тракта. При этом не предусматривается различий между первым и последующими каскадами, а также отсутствует необходимость введения схемотехнических решений для параметрической компенсации дрейфа. Основными требованиями являются: низкий уровень собственных шумов, возможность дистанционного изменения коэффициента усиления и напряжения смещения, низкочастотная фильтрация сигнала с программируемой частотой среза, встроенная цифровая коррекция дрейфа, отсутствие ограничений частотной характеристики снизу (работа на постоянном токе), наличие цифровой системы компенсации дрейфа как в отдельном модуле, так и в составе измерительного тракта в целом. Таким образом, универсальный усилитель можно использовать как отдельно, так и в составе многокаскадной системы, что значительно расширяет его возможности [14, 15]. Основной проблемой при разработке такого усилителя является необходимость выбора и использования электронных компонентов для регулировки усиления и смещения, влияющих на шумовые характеристики.

Электронные цифровые потенциометры как элементы регулировки. Электронные цифровые потенциометры (ЭЦП) широко используются в качестве элементов управления в электронных устройствах общего назначения [16]. Для регулировки коэффициента усиления обычно используются три основные схемы подключения потенциометра (рис. 1).

Применение ЭЦП в малошумящих усилителях может быть ограничено избыточными шумами (по сравнению с металлопленочными резисторами), необходимостью униполярного напряжения питания и небольшим предельным значением сквозного тока, обычно ограниченным 3...5 мА. Схемные решения на рис. 1, а, б имеют преимущество в том, что обеспечивают постоянную силу тока через потенциометр, независимо от значения заданного коэффициента усиления по напряжению (K_u). Зависимость $K_u(R_L)$ является нелинейной, что особенно характерно для схемы, представленной на рис. 1, б.

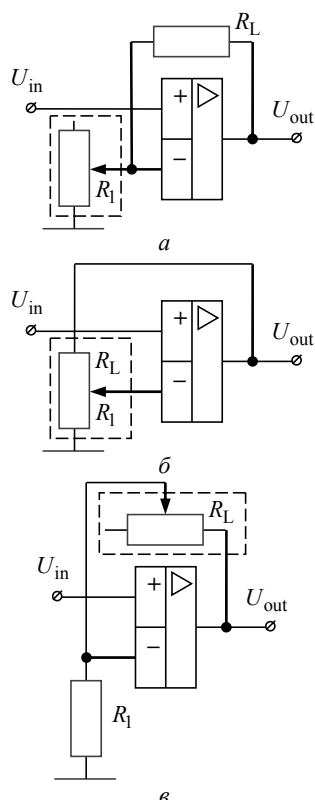


Рис. 1. Схемы подключения потенциометра для регулировки коэффициента усиления

Fig. 1. Potentiometer wiring to adjust the gain:
a – gain control with R_1 ; б – gain control with R_1 и R_L ;
в – gain control with R_L

Схема на рис. 1, в наиболее предпочтительна для МПУ, поскольку для резистора R_L шумовое усиление составляет $G_{n R_L} = 1$ [17]. Однако в этой схеме при малом значении R_1 возможна работа только в режиме малого сигнала, в противном случае из-за насыщения усилительного каскада возможна перегрузка R_L . Данная проблема устраняется повышением номиналов всех резисторов, однако при этом существенно возрастает вклад каждого компонента в общий уровень шума каскада. Ограничение тока через потенциометр с целью предотвращения перегрузки может быть обеспечено цифровой регулировкой усиления в реальном времени при помощи встроенного алгоритма (цифровая следящая обратная связь по току).

Чтобы использовать электронный потенциометр в качестве регулирующего элемента в МПУ, необходимо оценить вклад его собственных шумов в общие шумы усилительного каскада. Основной

проблемой при этом является отсутствие в современных публикациях данных, характеризующих характер и состав шумов потенциометра. Поэтому оказалось необходимым разработать тестовую установку для измерения шума ЭЦП и шума резистора с эквивалентным сопротивлением. Для этой цели можно использовать схему, представленную на рис. 1, а, поскольку в ней усиление шума для R_1 составляет $G_{n R_1} = R_L / R_1$ и является наивысшим значением для всех рассмотренных вариантов включения.

Для минимизации погрешности измерения необходимо также оценить процентное отношение шума R_1 и остальных источников шумов каскада. Известно [17], что для схемы, представленной на рис. 1, а, общее значение среднеквадратического шума напряжения на выходе каскада будет определяться как

$$U_n = \sqrt{E_{n R_L}^2 + E_{n R_1}^2 + E_{n \text{оп}}^2 + (i_{n \text{оп}} R_L)^2}, \quad (1)$$

где $E_{n R_L}^2$, $E_{n R_1}^2$ – среднеквадратические значения шумов резисторов R_L и R_1 соответственно; $E_{n \text{оп}}^2$ – приведенный к входу (эквивалентный) шум напряжения ОУ; $i_{n \text{оп}} R_L$ – эквивалентный шум тока входа ОУ.

Очевидно, что существует некоторое оптимальное значение R_1 , при котором его вклад в общее значение шума будет максимальным. Используя (1), вклад R_L , R_1 и ОУ [%] можно рассчитать следующим образом:

$$K_{R_L} = \left[\frac{E_{n R_L}^2 + (i_{n \text{оп}} R_L)^2}{U_n^2} \right] 100; \quad (2)$$

$$K_{R_1} = \left(\frac{E_{n R_1}^2}{U_n^2} \right) 100; \quad (3)$$

$$K_{\text{оп}} = \left(\frac{E_{n \text{оп}}^2}{U_n^2} \right) 100. \quad (4)$$

Для исследования был использован электронный потенциометр общего назначения со следующими параметрами: диапазон значений сопротивления от $R_{\max} = 1$ кОм до $R_{\min} = 50$ Ом; число шагов изменения сопротивления $N_s = 255$.

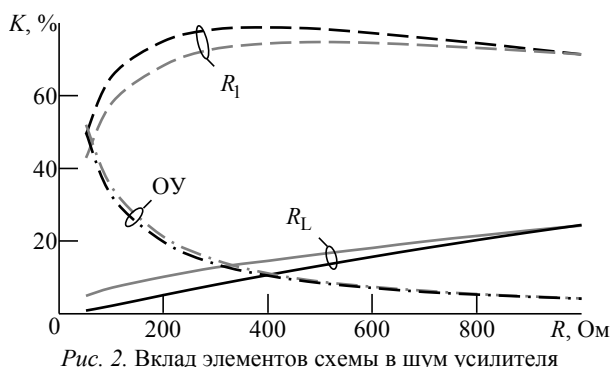


Рис. 2. Вклад элементов схемы в шум усилителя
Fig. 2. Contribution of circuit elements to amplifier noise: black curves for a fixed gain circuit; gray curves for a circuit with a fixed value of the R_L

Исследовались две схемы измерения: с фиксированным усилением и фиксированным значением R_L . Первая схема имеет преимущество в случае, когда общий коэффициент усиления измерительного тракта фиксирован и не может быть изменен. Однако это требует синхронно изменять значения R_1 и R_L для точной регулировки усиления по напряжению, что не очень удобно на практике. Вторая схема может быть использована в том случае, когда измерительная установка имеет широкий динамический диапазон. Очевидно, что в зависимости от типа схемы вклад каждого ее элемента будет разным. На рис. 2 показаны зависимости вклада указанных компонентов в общий уровень шума для первой и второй схем измерения (черные и серые кривые соответственно). Как видно из рис. 2, вклад каждого компонента, рассчитанный по (2)–(4), практически не зависит от исследуемого метода. В то же время вклад R_1 – наибольший по отношению к другим источникам шума, причем особенно превалирует в диапазоне сопротивлений 300...400 Ом. Приведенные зависимости соответствуют наиболее распространенному случаю, когда номинал резисторов обратной связи составляет 10...1000 Ом,

что обычно используется в МПУ. Увеличение номинала R_L увеличивает его вклад в общие шумы, одновременно повышая точность измерения. Таким образом, на практике целесообразно использовать схему с фиксированным значением R_L .

На рис. 3 представлена функциональная схема экспериментальной установки для исследования шумов электронных потенциометров. Усилители А1 и А2 на основе ОР37 обеспечивают основное усиление (около 10^4), усилитель А3 формирует требуемый для модуля сбора данных Е14-440 диапазон выходных напряжений ± 10 В. Таким образом, общее усиление тракта составляет около $660 \cdot 10^3$.

Фильтр МАХ7400 с внешним управлением используется в качестве ФНЧ с частотой среза, регулируемой в диапазоне $f_{cp} = 0...20$ кГц, которая устанавливалась синтезатором частоты F_{osc} из условия $f_{cp} = 100/F_{osc}$. Среднеквадратическое значение напряжения шума измерялось с использованием специализированного программного обеспечения "PowerGraph" методом полосовой цифровой фильтрации сигнала в диапазоне 1...2 кГц и нормализации усредненной реализации спектра относительно этого значения. Для компенсации напряжения смещения и предотвращения насыщения измерительного канала в качестве источника напряжения E_s и резистора R_s использовался цифроаналоговый преобразователь AD5320. Значение R_s выбиралось таким образом, чтобы обеспечить необходимый диапазон регулировки и заданную точность установки напряжения смещения [1, 14, 15].

На рис. 4 представлено сравнение полученных экспериментально шумовых характеристик электронного потенциометра при коэффициенте уси-

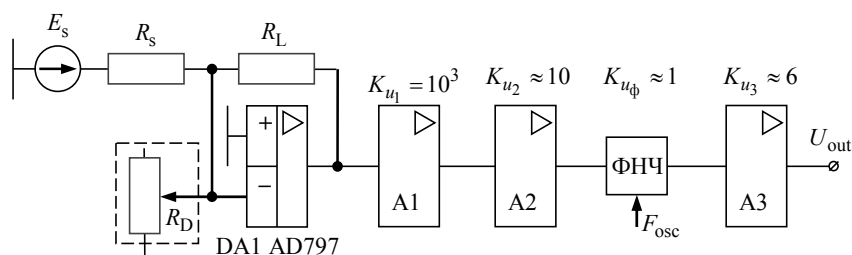


Рис. 3. Функциональная схема экспериментальной установки для исследования шумов электронных потенциометров

Fig. 3. Functional diagram of the experimental setup for the study of the noise of electronic potentiometers

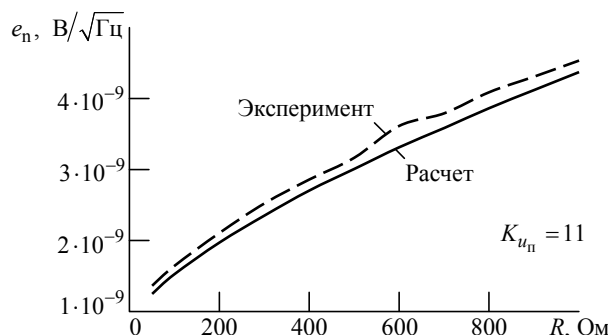


Рис. 4. Эквивалентные значения шума напряжения для усилителя с электронным потенциометром (эксперимент) и эквивалентного резистора R_1 (расчет)

Fig. 4. Equivalent voltage noise values for an amplifier with an electronic potentiometer (experiment) and an equivalent resistor R_1 (calculation)

ления МПУ $K_{u_n} = 11$ и расчетной характеристики резистора с эквивалентным значением сопротивления. Как видно из рис. 4, электронный потенциометр практически эквивалентен металлопленочному резистору по шумовым характеристикам, что позволяет использовать их в качестве элементов управления в любом МПУ. Данные измерений соответствуют частотам 1...2 кГц и не учитывают избыточные шумы, однако используя данные начальные значения для шума Джонсона и сопоставляя спектральную характеристику шумов с шумами ОУ, можно сделать вывод, что вклад низкочастотных шумов минимален и пренебрежительно мал по сравнению с фликкер-шумом ОУ.

Схемотехническая реализация МПУ.

На рис. 5 представлена функциональная схема разработанного МПУ с цифровым дистанционным управлением. Основой усилителя является ОУ DA1. Поскольку источники сигнала могут иметь разные выходные сопротивления, в схеме предусмотрена возможность замены его на ОУ другого типа. Например, AD797 можно заменить на TL071, OP37, AD795, что позволяет подбирать необходимый ОУ под заданное выходное сопротивление датчика без изменения схемы управления. Усиление регулируется с помощью ЭЦП DA3 AD8400-1K в диапазоне $K_{u_n} = 5...100$ с шагом $\Delta K_{u_n} = 0.39$ при заданном сопротивлении $R_1 = 10$ Ом (для уменьшения вклада R_1 в общие шумы усилителя).

Смещение регулируется с помощью ЭЦП DA4 AD8400-10k, включенного по схеме делителя напряжения. Диапазон и точность регулировки смещения выбираются с помощью дополнительных резисторов $R2-R4$. Напряжение смещения на выходе усилителя определяется из уравнения

$$U_{of} = \frac{\left(\frac{2U_p}{256} N_1 - U_{пит}\right) \left(\frac{10^3}{256} N_2 + 50\right)}{R_2}, \quad (5)$$

где $U_{пит}$ – напряжение питания; N_1 , N_2 – значение управляющих кодов, подаваемых на DA4 и

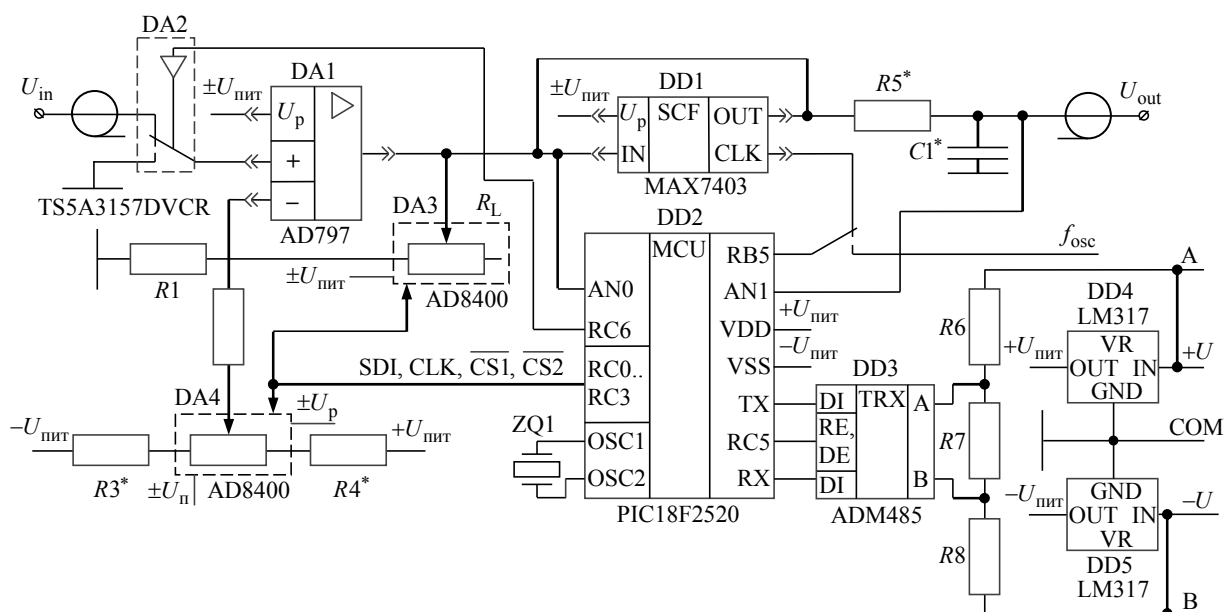


Рис. 5. Функциональная схема МПУ с цифровым дистанционным управлением

Fig. 5. Functional diagram of the low-noise pre-amplifier with digital remote control

DA3 соответственно. Управляющие коды устанавливаются микроконтроллером (МК) DD2 PIC18F2520 с использованием протокола SPI, реализованного на программном уровне. Аналоговый переключатель DA2 предназначен для реализации режима периодической компенсации дрейфа путем измерения фактического значения выходного смещения и компенсации его с помощью DA4. Этот режим может использоваться локально в каждом усилителе, но при каскадном подключении возможен более сложный алгоритм компенсации.

С использованием (5) возможна настройка усилительного каскада, обеспечивающая баланс между точностью компенсации смещения и диапазоном компенсации. Реализация и исследование таких алгоритмов являются предметом дальнейшей работы.

Очевидно, что при каскадном соединении универсальных усилителей можно достичь высокой точности установки смещения нуля на выходе всего тракта, если каждый усилитель измерительного канала задействован в этом алгоритме. Это также приводит к расширению диапазона компенсации; однако требует взаимного обмена информацией между каскадами усилителя. Объединение всех усилителей в одну сеть на основе интерфейса RS-485 делает это возможным.

Как показали последующие эксперименты, аналоговый ключ DA2 не вносит дополнительных шумов. Таким образом, в представленном модуле (рис. 5) реализован один из принципов компенсации с существенным расширением функций, что является преимуществом перед схемными решениями на базе модуляторов и демодуляторов. Возникающие паразитные гармоники частоты коммутации DA2 могут быть устранены как программно, так и организацией сбора данных синхронно с частотой коммутации.

Эллиптический фильтр восьмого порядка DD1 MAX7403 установлен на выходе DA1. Частота среза контролируется MCU или внешним синтезатором частоты. Применение MCU в качестве генератора тактового сигнала имеет преимущество в том случае, если необходимо обеспечить независимую частоту среза для каждого модуля в измерительном тракте при относительно небольшом диапазоне фиксированных значений,

тогда как использование внешнего синтезатора позволяет установить любую частоту среза в диапазоне 0...30 кГц. Фильтр является опциональным модулем, так как его наличие обязательно только в последних каскадах измерительного канала. Фильтр первого порядка $R5C1$ ограничивает полосу пропускания усилителя на частотах выше 20 кГц, что значительно уменьшает паразитные гармоники DD1 MAX7403 в области низких частот [1].

Протокол дистанционного управления. Для внешнего управления усилителем используется специальный протокол передачи данных и интерфейс командной строки. Разработка собственного протокола обоснована специфичностью решаемых задач и неоправданным использованием ресурсов MCU для большинства известных протоколов (например, ModBus-RTU). Наиболее близким к разработанному является протокол Modbus-ASCII [18]. Передаваемые данные представляются в коде ASCII, что позволяет использовать для управления любую терминальную программу. К протоколу управления предъявляются следующие требования: простота программной реализации на стороне МК; возможность обмена данными как между отдельными МК в единой сети, так и между центральным устройством (Master) и удаленным устройством (Slave) (соединение "точка-точка"); возможность наращивания и развития системы команд без применения меню; возможность работы в посимвольном, побитовом и пакетном режимах; ввод-вывод в текстовом режиме; возможность использования любых терминальных программ; работа в асинхронном режиме без тайм-аутов; независимость от внешних библиотек и поддержка любых МК, имеющих встроенный модуль UART; отсутствие коллизий вследствие назначения ролей (Master, Slave) каждому устройству; работа без установления соединений; фиксированные позиции символов в заголовке кадра. Как показали предварительные эксперименты, при малых скоростях передачи данных отклонение топологии от стандарта RS-485 по каскадному или древовидному принципу не приводит к увеличению числа ошибок. Оптимизация протокола обмена и возможность передачи данных по линиям питания являются предметом отдельных исследований.

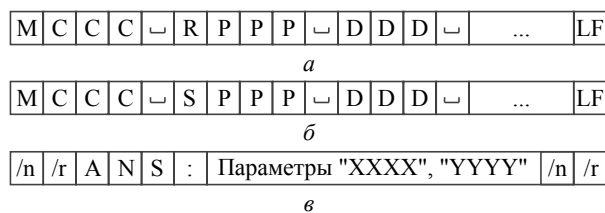


Рис. 6. Кадры передачи данных для управления усилителем

Fig. 6. Data transfer frames for amplifier control:
a – reading a given parameter; *b* – writing a parameter; *в* – module response

На рис. 6 показаны форматы кадров разработанного протокола. Признаком начала кадра является символ "М", после обнаружения которого модуль принимает адрес "ССС" в диапазоне 0...255. При совпадении адреса анализируется символ типа операции ("R" – чтение (рис. 6, *a*), "S" – запись (рис. 6, *b*)). Далее в зависимости от типа операции задается адрес параметра в диапазоне 0...255 и при операции записи значение параметра в диапазоне 0...9999. Признаком конца кадра является символ "LF". Если операция выполнена успешно, модуль формирует ответ в виде значения параметра, независимо от вида операции (рис. 6, *в*).

В случае функционирования протокола в рамках одного измерительного канала принята другая система адресации вида "MXXXX.YYYYY", где "XXXX" – адрес измерительного канала, "YYYYY" – адрес модуля в измерительном канале, определяемый по номеру каскада усиления. Всего реализовано около 30 базовых команд, с помощью которых конфигурируется любой усилитель в многоканальной системе. Заданные настройки могут быть сохранены в программируемом постоянном запоминающем устройстве МК и применены при включении питания модуля.

Результаты исследования шумовых характеристик. Результаты измерения шумов описанного прототипа усилителя представлены на рис. 7 для следующих параметров: частота среза

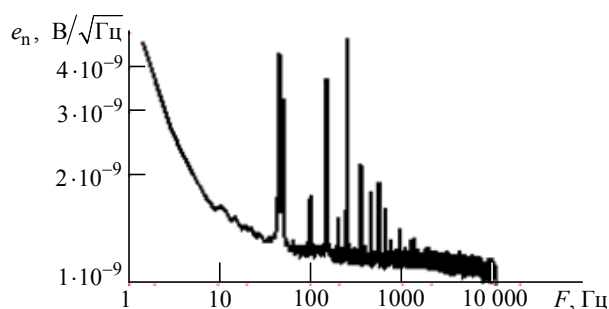


Рис. 7. Эквивалентная спектральная плотность шума напряжения малошумящего усилителя

Fig. 7. Equivalent voltage noise spectral density of the low noise amplifier

$f_{cp} = 10$ кГц, $f_{osc} = 1$ МГц, $K_{un} = 11$, частота дискретизации сбора данных $F_d = 50$ кГц. Как видно из рисунка, эквивалентная спектральная плотность шума напряжения на частоте 1 кГц не превышает значения $1.2 \text{ nV}/\sqrt{\text{Гц}}$, незначительно отличаясь от величины e_n используемого ОУ. Как показали дальнейшие измерения, это значение поддерживается при любом $5 \leq K_{un} \leq 100$.

Кроме гармоник промышленной частоты в спектре присутствует составляющая 45 Гц, являющаяся комбинационной частотой тактового генератора МК.

Закключение. Разработанный опытный образец универсального измерительного усилителя может быть использован для построения сложных многоканальных распределенных измерительных систем. Основными преимуществами усилителя являются низкий уровень собственных шумов, работа на постоянном токе, возможность дистанционного управления параметрами без значительных изменений шумовых характеристик, модульность, гибкость и простота настройки, нечувствительность к качеству питающего напряжения, большие возможности для реализации встроенных алгоритмов повышения чувствительности и снижения собственных фликкер-шумов.

Список литературы

1. Chye En Un, Ivanov V. E. Universal Multichannel System for Low Frequency Noise Measurement // Int. Siberian Conf. on Control and Communications, Astana, Kazakhstan, 29–30 June 2017. doi: 10.1109/SIBCON.2017.7998532
2. Instrumentation Design for Gate and Drain Low Frequency Noise Measurements / G. Giusi, F. Crupi, C. Ciofi,

- C. Pace // IMTC Conf. Proc., Sorrento, Italy, 24–27 Apr. 2006. P. 1747–1750. doi: 10.1109/IMTC.2006.328224
3. Dedicated Instrumentation for Single-Electron Effects Detection in Si Nanocrystal Memories / C. Pace, F. Crupi, S. Lombardo, G. Giusi // IMTC Conf. Proc., Sorrento, Italy, 24–27 Apr. 2006. P. 1856–1859. doi: 10.1109/IMTC.2006.328280

4. Automatic Measurement System for the DC and Low-F Noise Characterization of Fets at Wafer Level / G. Giusi, O. Giordano, G. Scandurra, C. Ciofi, M. Rapisarda, S. Calvi // IEEE Intern. Instrumentation and Measurement Technology Conf. (I2MTC). Piza, Italy, 11–14 May 2015. P. 2095–2100. doi: 10.1109/I2MTC.2015.7151606

5. Dedicated Instrumentation for High Sensitive, Low Frequency Noise Measurement Systems / C. Ciofi, G. Giusi, G. Scandurra, B. Neri // Fluctuation and Noise Lett. 2004. Vol. 4, № 2. P. 385–402.

6. Ultra Sensitive Method for Current Noise Measurements / G. Giusi, F. Crupi, C. Ciofi, C. Pace // Review of Scientific Instruments. 2006. Vol. 77, № 1. P. 015107(1–5).

7. Chengqing Wei, Yong-Zhong Xiong, Xing Zhou. Test Structure for Characterization of Low-Frequency Noise in CMOS Technologies // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 2010. Vol. IM-59, № 7. P. 1860–1865. doi: 10.1109/TIM.2009.2028783

8. Scandurra G., Giusi G., Ciofi C. Multichannel Amplifier Topologies for High-Sensitivity and Reduced Measurement Time in Voltage Noise Measurements // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 2013. Vol. 62, № 5. P. 1145–1153. doi: 10.1109/TIM.2012.2236719

9. Four Channels Cross Correlation Method for High Sensitivity Current Noise Measurements / C. Ciofi, G. Scandurra, R. Merlino, G. Cannata, G. Giusi // Proc. of SPIE. Fluctuation and Noise. 2007. Vol. 6600. P. 660012(1–8).

10. Configurable Low Noise Amplifier for Voltage Noise Measurements / G. Scandurra, G. Cannata, G. Giusi, C. Ciofi // 22nd Intern. Conf. on Noise and Fluctuations (ICNF), Montpellier, France, 24–28 June 2013. P. 1–4. doi: 10.1109/ICNF.2013.6578999

11. Neri B., Pellegrini B., Saletti R. Ultra Low-Noise Preamplifier for Low-Frequency Noise Measurements in Electron Devices // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurements. 1991. Vol. IM-40, № 1. P. 2–6. doi: 10.1109/19.69939

12. Three-channel Amplifier for High-Sensitivity Voltage Noise Measurements / G. Giusi, F. Crupi, C. Ciofi, C. Pace // Review of Scientific Instruments. 2006. Vol. 77, № 1. P. 095104(1–5).

13. Giusi G., Crupi F., Pace C. Ultra Sensitive Low Noise Voltage Amplifier for Spectral Analysis // Review of Scientific Instruments. 2008. Vol. 79, № 1. P. 084701(1–6).

14. Ivanov V. E., Chye En Un. Simple Programmable Voltage Reference for Low Frequency Noise Measurements // J. of Physics: Conf. Series. 2018. Vol. 1015. P. 052011(1–5). doi: 10.1088/1742-6596/1015/5/052011

15. Иванов В. Э., Чье Ен Ун. Универсальные модули предварительной обработки для систем регистрации сигналов // Приборы. 2017. № 3 (201). С. 31–37.

16. Ivailo M. Pandiev. Analysis And Simulation Modeling of Programmable Circuits using Digital Potentiometers // Intern. J. of microelectronics and computer science. 2014. Vol. 5, № 4. P. 127–135.

17. Noise Analysis In Operational Amplifier Circuits. Application Report SLVA043B. Digital Signal Processing Solutions. Dallas, Texas: Texas Instruments, 2007. 23 p. URL: <http://www.ti.com/lit/an/slva043b/slva043b.pdf> (дата обращения: 02.07.2019)

18. Modbus over serial line for legacy applications only. URL: http://www.modbus.org/docs/PL_MBUS_300.pdf (дата обращения: 02.07.2019)

Информация об авторах

Иванов Виктор Эдуардович – кандидат технических наук (2007), доцент кафедры автоматизации и системотехники Тихоокеанского государственного технического университета (2018). Автор 46 научных работ. Сфера научных интересов – микропроцессорные средства и алгоритмы обработки сигналов; информационно-измерительные системы.

E-mail: ivanov72@list.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0375-904X>

Чье Ен Ун – доктор технических наук (1996), профессор (1997), заведующий кафедрой автоматизации и системотехники Тихоокеанского государственного университета. Почетный работник высшего профессионального образования РФ (2003), заслуженный работник высшей школы Российской Федерации (2016), изобретатель СССР (1983). Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – информационно-измерительные системы; измерительные преобразователи, приборы, системы и технологии.

E-mail: chye@ais.khstu.ru

References

1. Chye En Un, Ivanov V. E. Universal multichannel system for low frequency noise measurement. Int. Siberian Conf. on Control and Communications, Astana, Kazakhstan, 2017. doi: 10.1109/SIBCON.2017.7998532

2. Giusi G., Crupi F., Ciofi C., Pace C. Instrumentation design for gate and drain low frequency noise meas-

urements. IMTC Conf. Proc. Sorrento, Italy, 2006, pp. 1747–1750. doi: 10.1109/IMTC.2006.328224

3. Pace C., Crupi F., Lombardo S., Giusi G. Dedicated Instrumentation for single-electron effects detection in Si nanocrystal memories. IMTC Conf. Proc. Sorrento, Italy, 2006, pp. 1856–1859. doi: 10.1109/IMTC.2006.328280

4. Giusi G., Giordano O., Scandurra G., Ciofi C., Rapisarda M., Calvi S. Automatic measurement system for the DC and low-f noise characterization of FETs at wafer level. IEEE Intern. Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC). Piza, Italy, 2015, pp. 2095–2100. doi: 10.1109/I2MTC.2015.7151606
5. Ciofi C., Giusi G., Scandurra G., Neri B. Dedicated instrumentation for high sensitive, low frequency noise measurement systems. Fluctuation and Noise Letters. 2004, vol. 4, no. 2, pp. 385–402.
6. Giusi G., Crupi F., Ciofi C., Pace C. Ultra sensitive method for current noise measurements. Review of Scientific Instruments. 2006, vol. 77, no. 1, pp. 015107–015107-5.
7. Chengqing Wei, Yong-Zhong Xiong and Xing Zhou. Test Structure for Characterization of Low-Frequency Noise in CMOS Technologies. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2010, vol. 59, no. 7, pp. 1860–1865. doi: 10.1109/TIM.2009.2028783
8. Scandurra, G. Giusi and C. Ciofi. Multichannel Amplifier Topologies for High-Sensitivity and Reduced Measurement Time in Voltage Noise Measurements. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 2013, vol. 62, no. 5. doi: 10.1109/TIM.2012.2236719
9. Ciofi C., Scandurra G., Merlino R., Cannata G., Giusi G. Four channels cross correlation method for high sensitivity current noise measurements. Fluctuation and Noise. Proc. of SPIE. 2007, vol. 6600, pp. 660012-1–660012-8.
10. Scandurra G., Cannata G., Giusi G., Ciofi C. Configurable low noise amplifier for voltage noise measurements. Noise and Fluctuations (ICNF). 22nd International Conference. Montpellier, France, 2013, pp. 1–4. doi: 10.1109/ICNF.2013.6578999
11. Neri B., Pellegrini B., Saletti R. Ultra Low-Noise preamplifier for low-frequency noise measurements in electron devices. IEEE transactions on instrumentation and measurements. 1991, vol. 40, no. 1, pp. 2–6. doi: 10.1109/19.69939
12. Giusi G., Crupi F., Ciofi C., Pace C. Three-channel amplifier for high-sensitivity voltage noise measurements. Review of Scientific Instruments. 2006, vol. 77(1), pp. 095104-1–095104-5.
13. Giusi G., Crupi F., Pace C. Ultra sensitive low noise voltage amplifier for spectral analysis. Review of Scientific Instruments, 2008, vol. 79(1), pp. 084701-1–084701-6.
14. Ivanov V. E., Chye En Un. Simple programmable voltage reference for low frequency noise measurements. Journal of Physics: Conf. Series. 2018, vol. 1015, 052011, pp. 1–5. doi: 10.1088/1742-6596/1015/5/052011
15. Ivanov V. E., Chye En Un. Universal preprocessing modules for signal acquisition systems. *Pribory [Devices]*. 2017, no. 3 (201), pp. 31–37. (In Russ.)
16. Pandiev I. M. Analysis and simulation modeling of programmable circuits using digital potentiometers. Intern. journ. of microelectronics and computer science. 2014, vol. 5, no. 4, pp. 127–135.
17. Noise Analysis In Operational Amplifier Circuits. Application Report SLVA043B. Digital Signal Processing Solutions. Dallas, Texas: Texas Instruments, 2007. 23 p. Available at: <http://www.ti.com/lit/an/slva043b/slva043b.pdf> (accessed 02.07.2019)
18. Modbus over serial line for legacy applications only. Available at: http://www.modbus.org/docs/PI_MBUS_300.pdf (accessed 02.07.2019)

Information about the authors

Viktor E. Ivanov – Cand. Sci. (Engineering) (1994), Associate Professor of the Department of Automation and system engineering of Pacific National University (2018). The author of 46 scientific publications. Area of expertise: microprocessor systems and signal processing algorithms; information-measuring systems.

E-mail: ivanov72@list.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0375-904X>

En Un Chye – Dr. Sci. (Engineering) (1996), Professor (1997), Head of the Department of Automation and Systems Engineering of the Pacific National University. Honorary Worker of Higher Professional Education of the Russian Federation (2003), Honored Worker of Higher School of the Russian Federation (2016), inventor of the USSR (1983). The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: information measuring systems; measuring transducers, devices, systems and technologies.

E-mail: chye@ais.khstu.ru

UDC 53.089.68

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2019-22-4-109-114>

Improvement of the Russian National Secondary Standard of the Unit of Length Using Latest Ultra-Stable Laser Equipment

Andrew A. Mosckalev^{1✉}, Ardi Rahman²¹ D. I. Mendeleyev Institute for Metrology "VNIIM"
19, Moskovsky pr., 190005, St Petersburg, Russia² National Standardization Agency – BSN
420, Komp. Puspiptek Bld., 15314, South Tangerang, Indonesia✉ a.a.moskalev@vniim.ru

Abstract

Introduction. Increasing demands of precise geometry measurements by science and industry cause the necessity of improvement in an associated branch of legal and practical metrology. One of the most significant fields is the measurement of internal dimensions and so the issues with the unit of meter transfer. Now we face the situation when the current accuracies of National standards of different levels in corresponding traceability chain (reference rings measurements) get close to each other. This means that we have to make the standard of upper level more precise. One of the obvious ways is to apply the latest ultra-stable laser locked to a frequency comb.

Objective. The objective is to propose possibilities for improvement of the National secondary standard of the unit of length by researching its measuring capabilities to minimize measurement uncertainty.

Materials and methods. The calculation of expanded uncertainty of internal diameter measurements by the National secondary standard of the unit of length is performed according to the international document «Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement» JCGM 100:2008 approved by BIPM. The secondary standard research results represented in previous reports and publications are also taken into consideration.

Results. Detailed uncertainty budget for the proposed measuring system is given as well as graphical data representing the accuracy improvement.

Conclusion. Actions for minimization of measurement uncertainty components of the National secondary standard of the unit of length in the field of reference ring internal diameter measurements in combination with state-of-the-art laser interferometer system improve it to the next frontiers of accuracy and precision.

Key words: national standard, the unit of length, reference ring, internal diameter, uncertainty, laser

For citation: Mosckalev A. A., Rahman A. Improvement of the Russian National Secondary Standard of the Unit of Length Using Latest Ultra-Stable Laser Equipment. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 4, pp. 109–114. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-4-109-114

Conflict of interest. The authors declares no conflict of interest.

Submitted 03.07.2019; accepted 10.09.2019; published online 27.09.2019

Introduction. Units and systems which proper work depends on precise measurements of internal dimensions for the finest assembling and performance can be found in any branch of science or industry. A constant build-up of aircraft, ship construction, oil

industry, etc. leads to requirements revision in production and control precision. So the level of accuracy in measurements of any kind of gauges and reference standards gets higher and higher in response to increasing demands of modern industry and science.



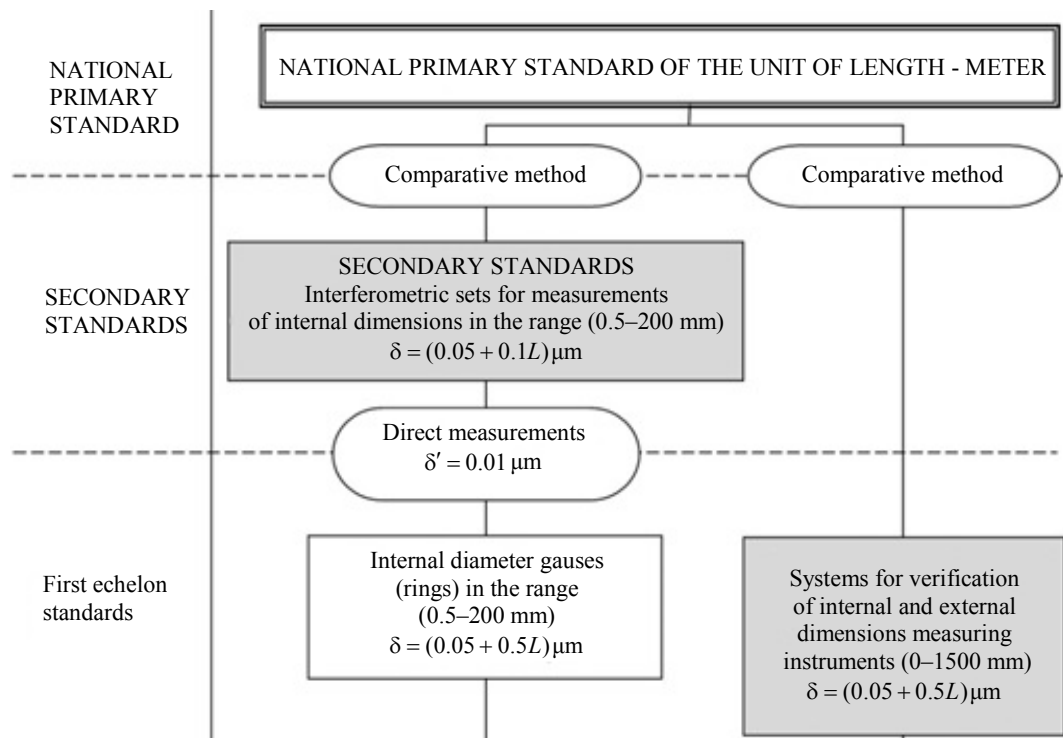


Fig. 1. Extract from the National Traceability Chain

As it concerns the legal metrology, uniformity of measurements and unit transfer regulations for this area in the Russian Federation are given in the latest edition of the National traceability chain [1]. Measuring rings are used as reference gauges for unit of length storing and reproduction. In dependence of its level in the chain rings can transfer unit to high-accurate measuring systems (horizontal instruments for example) as well as down to shop measuring instruments such as bore gauges. It's necessary to mention that according to the new revision of the traceability chain the unit of length – meter has to be transferred from the reference standard to the secondary standard, then to internal diameter gauges (rings) of the first echelon and then down the chain. But the highest accuracy level for this type of standards was the second in the previous version of the document [2]. So, we clearly see the upward trend in the accuracy level in this thread.

The secondary standard used here is the laser interferometer system developed by VNIIM and designed for internal measurements. Again, this system was added into the chain as well as the rings of the first echelon due to demands from the industry mentioned above.

The extract from the traceability chain that covers corresponding unit transfer is given in Fig. 1.

The systems to be discussed in this paper are shaded gray. Accuracy characteristics are given in terms of tolerances (instead of uncertainties, but the correlation will be represented in the following sections). As you see, confident tolerances according to the Formulas are close to each other, and the smaller the measuring range the closer they get. But there should be at least triple gap between the accuracy values of standards at nearest levels in the chain according to general theory [3]. So, the chain is still imperfect, and unfortunately, it cannot be upgraded as fast as the practical demands. And again, the most significant thread covers the unit transfer in the field of internal measurements and reference rings. The same issues appear not only in Russian Federation but in every country with CMCs declared in corresponding area. Only 20 % of countries represented in BIPM database have values of measuring uncertainty for reference rings less than 100 nm [4].

The detailed description of the laser ring measuring system used in VNIIM at the level of the secondary standard as well as its uncertainty components are given below.

Internal measurements laser system. The object of research is the system used in VNIIM for measurements of internal dimensions which consists

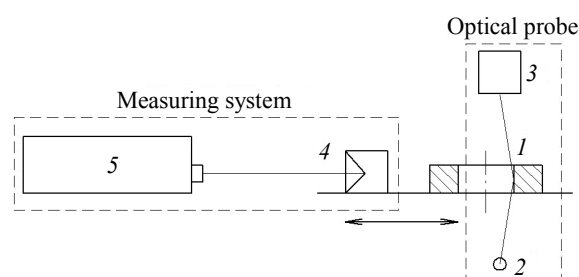


Fig. 2. Measuring setup: 1 – measuring item; 2 – the light source of the optical probe; 3 – photodetector of the optical probe; 4 – movable reflector of the measuring system; 5 – laser

of a horizontal comparator and a laser interferometer. The main feature of the system is the optical probe (also called ‘perflectometer’) for non-contact pointing at the gauge surface [4]. It is well-known that using the tactile probe for the same purpose causes contact deformation, which may affect the results, and the measuring range limitation depending on the probe size [5]. So, the non-contact probe is such an advantage for the entire system.

The general setup of the measuring system in combination with the optical probe is given in Fig. 2 [6]. The measuring item (reference ring) 1 is placed and fixed on the movable table on the axis of the optical probe. The light mark from the source 2 reflects from the gauge surface and the image produced is captured by the detector 3. The measuring system in the setup consists of a stabilized He–Ne laser 5 with the wavelength $\lambda = 633$ nm that is the part of a Michelson’s interferometer scheme which movable reflector 4 is attached to the table. So the horizontal displacement of the table is the distance between two points on the opposite side of the gauge surface, that is an equivalent of the internal diameter.

The setup has some more parts not mentioned in Fig. 2, such as electronic counters and digital devices for interference pattern processing, temperature stabilization system, etc. Each one will be unfolded along with the uncertainty calculation approach.

Uncertainty calculation. The internal diameter of the reference ring can be evaluated as the function of interferometer readout, laser wavelength, temperature effects including the thermal expansion of ring material, corrections based on optical probe performance and correction on the instrumental error of interferometer system.

The mathematical model of internal diameter measurements can be represented as the Equation [6, 7].

$$d = N\lambda/(2n) + \Delta t_m \alpha D + \Delta_p + \Delta_i, \quad (1)$$

where d – diameter of the gauge at the temperature of 20 °C in mm; N – interferometer readout; λ – wavelength of the laser source, mm; n – air refractive index; $\Delta t_m = (20 - t_m)$ – deviation of the gauge temperature t_m from normal, °C; α – thermal expansion coefficient of the gauge material, K^{-1} ; D – nominal diameter of the ring, mm; Δ_p – correction depending on the uncertainty of the optical probe performance, mm; Δ_i – correction depending on the instrumental error of the interferometer system, mm.

This model gave as a result of the expanded uncertainty of measurements with the coverage factor $k = 2$ [7]:

$$U(D) = \sqrt{0.1^2 + 0.92^2 D^2}.$$

This was represented by VNIIM as the results of international comparisons of internal diameter gauges in the COOMET project 181/RU/99. The Formula was corrected after further research and then published in the BIPM CMC database as given (updated on December 28th, 2012) and can be represented as

$$U(D) = \sqrt{0.1^2 + 0.016^2 D^2}.$$

The goal now is to describe each component in details to find out any possibilities for its minimization.

Laser. Laser wavelength error depends on the frequency stabilization system a lot. The corresponding uncertainty has the distribution along the measured length (the distance of mirror displacement) as shown by

$$U_\lambda(D) = U(\lambda)D.$$

This value corresponds to the wavelength in vacuum. To accept it into real air it’s necessary to know air refraction coefficient, which can be calculated by Edlen Formula [8]. Through this, we can take into account combined impact to refraction coefficient by environment temperature, humidity, and pressure. Air refraction coefficient (n) can be derived this way with the error less than $1.8 \cdot 10^{-7}$. The uncertainty of n distributed along the measured length and can be represented as

$$U_n(D) = U(n)D.$$

In the measuring system operation mode the uncertainty of the interferometer readout occurs. The length measured by the interferometer is actually the number of the interference lines N . The main source of the error corresponds to the fractional lines counting, that can be obtained only via experiments. It's also a kind of combination of readout error, interferometer resolution, and photodetector sensitivity. Currently used laser LGN-302 gives the resolution error of 20 nm at the wavelength $\lambda = 633$ nm [7]. We can easily reduce this component by choosing the laser system with higher frequency stability, different wavelength and so lower resolution. So this part of the entire system seems to be the first one to be highly improved with the newest frequency stabilization technologies.

In 2017 the frequency comb system was placed in service at VNIIM as the part of the brand-new high-precision hardware complex for the reproduction and transfer of the unit of length [9, 10]. The complex in general consists of frequency measurement equipment (optical frequency comb) and two stabilized lasers with wavelengths of 633 and 532 nm. So, by applying the laser with $\lambda = 532$ nm wavelength to the reference rings measurement system we'll reduce the resolution error to 16 nm.

Temperature. In (1) Δt_m – is the temperature deviation from the normal conditions. This value can be estimated practically by using thermal sensors by "Trimos S. A." and the special software "WinComp" taken from the thermal compensation system of the first echelon standard of the unit of length in the range 10⁻⁶–1100 mm [11]. The system consists of platinum temperature sensors by "Almemo" with the measurement uncertainty less than 0.01 K and traceability to the national primary standard of the unit of temperature.

The value contributes into the length measurement with the thermal expansion coefficient (CTE) of the gauge as shown in

$$U_{\Delta t_m}(D) = U(\Delta t_m) \alpha D.$$

The CTE value (α) is also known with error about $0.5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ [12].

The CTE evaluation error affects to the length measurement uncertainty by $\Delta t_m D$.

Individual long-term tests to ensure the temperature stability in the laboratory were performed along one year using the temperature measurement system

mentioned above. They represented small temperature excursions around the average value which are negligible for the practical time frame of a single measurement [5].

Instrumental error. The component Δ_i (1) corresponds to the instrumental error of the measuring system. This error is mostly caused by misalignment of the laser beam and movable carriage displacement direction. The basics of the error appearance are shown in Fig. 3.

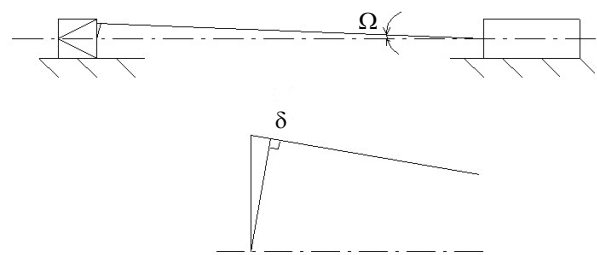


Fig. 3. Instrumental error general description

As seen from the picture, in this case we take as the measurement result not the horizontal displacement but the length increased by additional δ .

The angle Ω can be determined using autocollimator. The high-precise autocollimator by "Trioptics" used successfully in such situations (e.g. in the research of 30-meter interferometer comparator from the National primary standard of the unit of length – meter [13]) in combination with an accurate adjustment of the laser set may easily provide the value of $\Omega = 90''$.

The value δ can be calculated using geometrical formulas with the assumption that trigonometric functions of small angles can be replaced with the values of the angle and can be represented by

$$U(\delta) = \Omega^2 / 2.$$

The following formula shows the contribution at the measured length for $\Omega = 90''$:

$$U_{\Delta_i}(D) = \frac{\Omega^2}{2} D \approx 0.05 \cdot 10^{-6} D.$$

Optical probe performance. The component Δ_p covers optical probe performance and it means a combination of factors which gives the pointing operation error of the perflometer system. In another word, it's the uncertainty that appears each time the gauge surface is acquired. It highly depends on the quality of the image we see in the perflometer

projective system and on the signal level of the image mark reflected from the gauge surface. To achieve higher performances, it is necessary to have good reflection and so good item roughness less than the optical probe light source wavelength. In the exact system we use the halogen source of $\lambda \approx 500$ nm. The typical roughness characteristics of reference ring $Ra \leq 40$ nm is the perfect fit according to [14].

The Δ_p component value can be obtained experimentally. Typical value of the VNIIM measuring system represented by

$$U(\Delta_p) = 1.23 \cdot 10^{-8} \text{ m.}$$

This uncertainty appears twice as well as the readout error mentioned above, so the ultimate contribution shown by

$$U_{\Delta_p}(D) = \sqrt{2} \cdot 1.23 \cdot 10^{-8} = 17 \text{ nm.}$$

Results. Uncertainty components with the values mentioned above are represented in Table. Coefficient of $\sqrt{2}$ is applied for readout and probe components because corresponding uncertainties appear twice at opposite sides of the reference ring.

The following formula shows the calculation of the expanded uncertainty from Table by using coverage factor $k = 2$ according to the GUM [15]:

$$U(D) = \sqrt{0.055^2 + 0.44^2} D. \quad (2)$$

To compare this result with the previous researches we drawn the following graphic of uncertainty in dependence of measured reference ring diameter in the range of (5...200) mm that corresponds to the measuring range of the National Secondary standard.

The uncertainty of the VNIIM set after improvements applied as they are given above and calculated

Uncertainty Budget of Reference Ring Measurement

Input quantity, x_i	Standard deviation, $u(x_i)$	Sensitivity coefficient, $c_i = \delta d / \delta x_i$	Standard uncertainty $u_i(d)$, μm
N	$16 \cdot 10^{-9}$	$\sqrt{2}$	0.022
Δ_p	$1.23 \cdot 10^{-8}$	$\sqrt{2}$	0.017
λ	$3 \cdot 10^{-8}$	D	$0.03 \cdot 10^{-3} D$
n	$1.8 \cdot 10^{-7}$	D	$0.18 \cdot 10^{-3} D$
Δ_i	$0.05 \cdot 10^{-6}$	D	$0.05 \cdot 10^{-3} D$
Δ_{tm}	0.01 K	$\alpha \times D$	$0.12 \cdot 10^{-3} D$
α	$0.05 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$	$\Delta_{tm} \times D$	$0.005 \cdot 10^{-3} D$

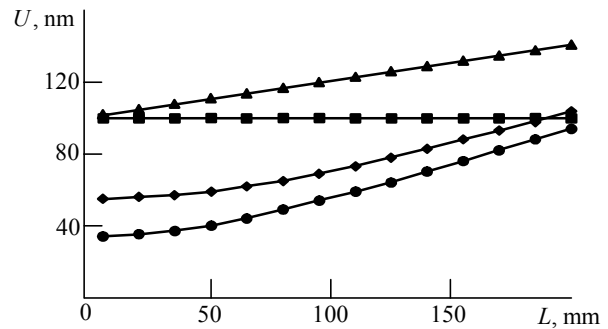


Fig. 4. Expected performance of the improved VNIIM measuring set

from (2) is shown by diamonds. Traceability chain requirements for the secondary standards (Fig. 1) are given in terms of uncertainty and shown by triangles. The previous secondary standard research results obtained via international comparisons of internal diameter gauges in 2006 are also shown on the same picture (squares). It means that the methods for the measuring system improvement described in this paper may provide better performance and lower uncertainty to fit the requirements of uncertainty ratio between the secondary standard and the substandard (Fig. 1). The corresponding line (diamonds) also has more theoretically correct slope instead of previous data (squares).

By using laser source with a frequency locked to the comb mentioned above we will make all the components related to the laser negligible. For example, relative frequency instability of the currently used LGN laser is $4 \cdot 10^{-9}$ while the same parameter of laser set from the higher precision comb complex is about $9 \cdot 10^{-12}$. So, connecting displacement measuring system of the secondary standard directly with the comb will reduce the resulting expanded uncertainty more. The expected performance is also shown in Fig. 4 by circles.

Conclusion. Here we declared the general setup of the laser interference system made by VNIIM for internal measurements of reference rings as well as some possible methods to be applied for minimization of the uncertainty components.

Along with the laser system improvement, some further steps will be taken to optimize the entire system to make its performance even better.

At first, the real-time thermal compensation system will be applied to have a clear view of temperature gradients in the volume of the measuring set. The system of 2 up to 6 thermal sensors with the special software by "Trimos S. A." is going to be used. The similar one is already launched successfully at the first echelon standard of the unit of length [16].

Then the photodetector of the optical probe will be replaced with the CCD camera and the software for digital image processing. At the same time the measuring table will be equipped with servo drives with the active feedback from the optical probe to make the system acquire diameter points automatically or by remote control. This will make the optical probe performance more accurate and also it will reduce human

factor effects as well as the temperature deviations caused by human presence in the laboratory. The steps described will lead to the automation of the entire measurement procedure and the highest accuracy.

On the other hand, some legal procedures should take place to renew the National traceability chain according to the latest accuracy data obtained from the improved Secondary standard unit.

References

1. Rosstandart order № 2840 dated 29.12.2018. Submission of the State Verification Schedule for Measuring Instruments in the Range of Length from $1 \cdot 10^{-9}$ to 100 m and Wavelength in the Range of 0.2 to 50 μm . Available at: <https://www.gost.ru/portal/gost/home/activity/documents/orders#/order/75693> (accessed 17.08.2019). (In Russ.)
2. GOST R 8.763–2011. State System for Ensuring Uniform Measurement. State Verification Schedule for Measuring Instruments in the Range of Length from $1 \cdot 10^{-9}$ to 50 m and Wavelength in the Range of 0.2 to 50 μm . Moscow, Standardinform, 2013, 8 p. (In Russ.)
3. Bourdun G. D., Markov B. N. Metrology Basics. Moscow, Standards Publishing, 1985, 256 p. (In Russ.)
4. Farago F. T., Curtis M. A. Handbook of Dimensional Measurement. NY, Industrial Press Inc., 1994, 580 p.
5. Rahman A., Mosckalev A. Reducing Uncertainty of Standard Reference Ring Measurement Up to 50 nm by Means of Non-Contact Method. Proc. SPIE Optics + Optoelectronics. Prague, Czech Republic, 2019. doi: 10.1117/12.2520381
6. Mosckalev A., Rahman A. Research and Improvement of Laser Interferometric System in the Field of Non-Contact Measurements of Reference Rings. Techniques, technologies, engineering. 2018, no. 3, pp. 18–22.
7. Abramova L. Yu., Brzhezinskii V. M., Bryukhovetskaya E. B., Solov'ev V. S., Khavinson L. F. The COOMET Comparisons of the Standard Measures of Internal Diameters. Measurement Techniques. 2006, vol. 49, no. 1, pp. 87–92. doi: 10.1007/s11018-006-0068-x
8. Batarchoukova N. R., Earickova L. A. Wavelengths of Monochromatic Light Sources and Refraction Coefficients in Standard Air. Moscow, Standards committee publishing, 1968 19 p. (In Russ.)
9. Logvinyuk E. Current Status of VNIIM Standard of Unit in the Field of Geometric Measurements. Proc. 28th Intern. scientific symp. "Metrology and metrology assurance 2018". Sozopol, 2018, pp. 53–56.
10. Chekirda K. V., Zakharenko Y. G., Kononova N. A., Phomkina Z. V. Current Status and Development Prospective of the Reference Base in the Length Measurements Field. Proc. IX Intern. Symp. "Metrology of Time and Space". Mendeleyev, 2018, pp. 190–194.
11. Mosckalev A. A. Development and Research of High-Accurate Measuring Set for Thread Joints Metrology Assurance. Ph. D. degree author's abstract, 2017.
12. Novikova S. I. Thermal Expansion of Solid Bodies. Moscow, Science, 1974, 294 p. (In Russ.)
13. Zakharenko Y. G., Kononova N. A., Leibengardt G. I., Chekirda K. V. The Thirty-Meter Laser Interference Comparator Which Forms Part of the State Primary Standard of the Unit of Length – the Meter. Measurement Techniques. 2012, vol. 55, no. 5, pp. 519–525. doi: 10.1007/s11018-012-9992-0
14. Bartl J., Sevcik R., Fira R. Device for Ring Gauges Calibration. Proc. 7th International conference MEASUREMENT 2009. Slovakia, 2009, pp. 290–293.
15. JCGM 100:2008. Evaluation of measurement data – Guide to the expression of uncertainty in measurement. 2008 134 p. Available at: <https://www.bipm.org/en/publications/guides/gum.html> (accessed 17.08.2019).
16. Mosckalev A. High-accurate measurements of thread gages using the Labconcept NANO horizontal instrument. Proc. 24th National scientific symp. with intern. participation "Metrology and metrology assurance 2014". Sozopol, 2014, pp. 480–485.

Information about the authors

Andrew A. Mosckalev – Cand. Sci. (Engineering) (2018), Senior Researcher of the Department of Geometric Measurements of D. I. Mendeleyev Institute for Metrology "VNIIM". The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: measurement of reference plane-parallel end measures of length, reference diameter gauges and thread gauges; interference measurements of lengths, laser ranging; non-destructive testing and coating thickness measurement. E-mail: A.A.Mosckalev@vniim.ru <https://orcid.org/0000-0001-6273-9773>

Ardi Rahman – Master of Engineering (M.Eng.), (2019) Saint Petersburg Electrotechnical University. Researcher at the national metrology institute of Indonesia called BSN. The author of more than 15 scientific publications. Area of expertise: roundness and roughness metrology, laser interferometer application for high precision measurement system, non-contact measurement and its uncertainty analysis. E-mail: ardi.rahman@bsn.go.id <http://orcid.org/0000-0003-3428-9490>

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц, обзорной статьи не более 20 страниц);
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

Структура научной статьи

Авторам рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:

- УДК (выравнивание по левому краю);
- название статьи;
- авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
- место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
- аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
- ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
- источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
- благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
- конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).

Правила для авторов статей
Author's Guide

- Заголовочная часть на английском языке:
 - название (Title);
 - авторы (Authors);
 - место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация (Abstract);
 - ключевые слова (Keywords);
 - источник финансирования (Acknowledgements);
 - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
- Приложения (при наличии).
- Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
- Список литературы (библиографический список);
- Информация об авторах.

Название статьи должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

Авторство и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

Аннотация представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

Введение. Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

Цель работы. Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

Материалы и методы. Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

Результаты. Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

Обсуждение (Заключение). Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

Ключевые слова – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

Введение. Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

Методы. Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной. Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

Результаты. В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

Обсуждение (Заключение и Выводы). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

Список литературы (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Правила для авторов статей Author's Guide

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников:

- 05.12.00 – "Радиотехника и связь" (05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии, 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций, 05.12.14 Радиолокация и радионавигация);

- 05.27.00 – "Электроника" (05.27.01 – Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника на квантовых эффектах, 05.27.02 – Вакуумная и плазменная электроника, 05.27.03 – Квантовая электроника, 05.27.06 – Технология и оборудование для производства полупроводников, материалов и приборов электронной техники);
- 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5 (05.11.01 – Приборы и методы измерения по видам измерений, 05.11.03 – Приборы навигации, 05.11.06 – Акустические приборы и системы, 05.11.07 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы, 05.11.08 – Радиоизмерительные приборы, 05.11.10 – Приборы и методы для измерения ионизирующих излучений и рентгеновские приборы, 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий, 05.11.14 – Технология приборостроения, 05.11.15 – Метрология и метрологическое обеспечение, 05.11.16 – Информационно-измерительные и управляющие системы (по отраслям), 05.11.17 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения, 05.11.18 – Приборы и методы преобразования изображений и звука).

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и нанoeлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

Известия высших учебных заведений России. **РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**
Journal of the Russian Universities. **RADIOELECTRONICS**

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

Science Editor A. M. Monchak
Editors: E. K. Dolgатов, I. G. Skachek, E. I. Tretyakova
Publishing Editor I. G. Skachek
DTP Professional A. M. Abramova

Подписано в печать 27.09.19. Формат 60×84 1/8.
Бумага офсетная. Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».
Уч.-изд. л. 15,6. Усл.-печ. л. 15,0. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 99.

Signed to print 27.09.19. Sheet size 60×84 1/8.
Educational-ed. liter. 15,6. Conventional printed sheets 15,0. Number of copies 300.
Printing plant 1–150 copies. Order no. 99.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

ETU Publishing house
Professor Popova Str., 5, 197376, St Petersburg, Russia