



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 25 № 2 2022



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 25 No. 2 2022

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2022

Saint Petersburg
ETU Publishing house

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

Индекс по каталогу АО «Почта России» П4296

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

Издается 6 раз в год.

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

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

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

Редакция журнала:

197022, Санкт-Петербург,

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

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

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

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

ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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

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

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

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

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

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

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

Piotr SAMCZYNSKI, PhD, Dr Sci., Associate Prof., Варшавский технологический университет,

Институт электронных систем, Варшава, Польша

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

гетероструктур РАН, С.-Петербург, Россия

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

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

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

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

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

Журнал выполняет следующие задачи:

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

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

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



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0



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

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

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

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

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

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

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

EDITORIAL BOARD:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

EXECUTIVE SECRETARY

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

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

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Оригинальные статьи

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

- Филиппович Г. А., Янцевич М. А.** Гибкие аппроксимирующие функции для широкополосного согласования.....6

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

- Койгеров А. С.** Аналитический подход к расчету резонаторного комбинированного фильтра на поверхностных акустических волнах на основе модели связанных мод.....16
- Семенов Э. В.** Анализ состава нелинейных искажений при видеоимпульсных воздействиях с применением поведенческих нелинейных моделей электрических цепей.....29

Радиолокация и радионавигация

- Кутузов В. М., Веремьев В. И., Овчинников М. А., Комаров Г. В.** Двумерная разреженная антенная решетка пассивного когерентного радиолокатора с параметрическим алгоритмом обработки сигналов методом сечений.....40

- Монаков А. А., Тарасенков А. А.** Следящий радиовысотомер малых высот с системой ФАПЧ.....54

- Viet Hung Tran, Minh Thien Hoang, Van Bac Nguyen, Bao Nguyen Phung.** Synthesis of Algorithms and Procedures for Real-Time Internal Calibration of Receiving Channels in Digital Phased Antenna Arrays.....64

Электроника СВЧ

- Тумаркин А. В., Сапего Е. Н., Гагарин А. Г., Мухин Н. В.** Электрически управляемые структуры на основе твердых растворов $\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ и $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ для СВЧ-применений.....74

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

- Нгуен Чонг Туен, Чан Чонг Хыу.** Метод диагностики диабетической ретинопатии на основе анализа изображений глазного дна.....82

От редакции

- Правила для авторов статей**.....92
- Объявление**.....97

CONTENTS

Original articles

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

Filippovich G. A., Yantsevich M. A. Flexible Approximation Functions for Broadband Matching.....6

Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities

Koigerov A. S. Analytical Approach to Designing a Combined-Mode Resonator Filter on Surface Acoustic Waves Using the Model of Coupling of Modes.....16

Semyonov E. V. Analysis of the Structure of Nonlinear Distortions at Baseband Pulse Impacts Using Behavioral Nonlinear Models of Electrical Circuits.....29

Radar and Navigation

Kutuzov V. M., Veremyev V. I., Ovchinnikov M. A., Komarov G. V. Two-dimensional Sparse Antenna Array of a Passive Coherent Radar using a Parametric Algorithm of Signal Processing via the Section Method.....40

Monakov A. A., Tarasenkov A. A. Low-Range Tracking Radio Altimeter with a Phase-Locked Loop.....54

Viet Hung Tran, Minh Thien Hoang, Van Bac Nguyen, Bao Nguyen Phung. Synthesis of Algorithms and Procedures for Real-Time Internal Calibration of Receiving Channels in Digital Phased Antenna Arrays.....64

SHF Electronics

Tumarkin A. V., Sapego E. N., Gagarin A. G., Mukhin N. V. Electric Tunable Structures Based on $\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ and $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ Solid Solutions for Microwave Applications.....74

Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product

Nguyen Trong Tuyen, Tran Trong Huu. A Method for Diagnosing Diabetic Retinopathy Based on Ocular Fundus Imaging.....82

From the Editor

Author's Guide.....92

Announcement.....97

Гибкие аппроксимирующие функции для широкополосного согласования

Г. А. Филиппович, М. А. Янцевич ✉

Военная академия Республики Беларусь, Минск, Республика Беларусь

✉ yantsevich1052500@mail.ru

Аннотация

Введение. Интенсивное применение широкополосных сигналов в радиотехнических устройствах различного назначения связано с необходимостью разработки широкополосных элементов радиотракта. Итеративные методы разработки таких элементов малоинформативны и не всегда эффективны, а аналитические методы дают решения только для простых моделей. Проблема состоит в небольшом наборе классических аппроксимаций, не позволяющем работать со сложными моделями элементов.

Цель работы. Разработка методики широкополосного согласования на основе обобщенного метода синтеза по Дарлингтону с использованием гибких аппроксимирующих функций (АФ) для моделей нагрузок с нулями передачи в бесконечности.

Материалы и методы. В основу статьи положен обобщенный метод синтеза по Дарлингтону. Для расширения возможностей метода используются АФ с повышенными вариативными свойствами. С целью использования результатов в инженерной практике разработан алгоритм синтеза, который включает три этапа: формирование частотной характеристики, контроль аналитичности используемых функций и ограничений на пределы согласования. Метод является аналитическим и не использует итеративных процедур. Математический аппарат метода основан на анализе вычетов в нулях передачи функции сопротивления нагрузки.

Результаты. Гибкие аппроксимирующие функции оказались эффективным средством для синтеза согласующих цепей с кратными нулями передачи в бесконечности. Вариативные свойства функции допускают реализацию как гладких, так и волновых частотных характеристик. Возможна и их комбинация, позволяющая использовать лучшие свойства обеих. Предложенные АФ позволяют плавно изменять частотную характеристику, сохраняя при этом нормировку, свойственную классическим аппроксимациям. Применение таких функций позволило практически снять свойственные классическим АФ ограничения на минимальные значения емкости нагрузки и более чем на 30 % предельные значения индуктивности в приведенных примерах.

Заключение. Разработанная методика делает процесс широкополосного согласования физически прозрачным и может быть положена в основу применения к другим классам нагрузок.

Ключевые слова: широкополосное согласование, методика синтеза, аппроксимирующая функция, нагрузка, ограничения

Для цитирования: Филиппович Г. А., Янцевич М. А. Гибкие аппроксимирующие функции для широкополосного согласования // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-6-15

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 14.02.2022; принята к публикации после рецензирования 11.04.2022; опубликована онлайн 27.04.2022

Flexible Approximation Functions for Broadband Matching

Gennady A. Filippovich, Mikhail A. Yantsevich ✉

Military Academy of the Republic of Belarus, Minsk, Republic of Belarus

✉ yantsevich1052500@mail.ru

Abstract

Introduction. Intensive use of broadband signals in RF devices for various purposes is associated with the need to develop broadband elements of RF systems. Iterative methods for designing such elements are frequently uninformative and ineffective, while analytical methods give solutions only for simple models. The problem is the small set of classical approximations, which impedes dealing with complex models of elements.

Aim. Development of a wide-band matching technique based on generalized Darlington synthesis using flexible approximating functions (AF) for load models with zeros of transmission at infinity.

Materials and methods. The paper is based on the generalized Darlington synthesis method. To extend the capabilities of the method, approximating functions with increased variation properties are used. In order to use the results in engineering practice, a synthesis algorithm was developed, which includes three stages: formation of the frequency response, control of analyticity of the used functions and limits of matching. The method is analytical and does not use iterative procedures. The mathematical apparatus of the method is based on the analysis of residues in the zeros of transfer function of load resistance.

Results. Flexible approximating functions proved to be an effective tool for designing matching circuits with multiple transfer zeros in infinity. Variative properties of the function facilitate the realization of both smooth and wave frequency characteristics. A combination of both is also possible, ensuring the best properties of both. The proposed approximating functions allow a smooth change in the frequency response, while preserving the normalization characteristic of classical approximations. Application of such functions allowed us to virtually remove the limitations inherent in the classical AF on the minimum values of the load capacitance and more than 30 % of the limiting values of inductance in the above examples.

Conclusion. The developed methodology makes the process of wideband matching physically transparent and can be applied to other classes of loads.

Keywords: broadband matching, synthesis technique, approximating function, load, limitations

For citation: Filippovich G. A., Yantsevich M. A. Flexible Approximation Functions for Broadband Matching. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 6–15. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-6-15

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

Submitted 14.02.2022; accepted 11.04.2022; published online 27.04.2022

Введение. В вопросах широкополосного согласования доминирующее место занимают итеративные методы [1–5], для которых разработано много прикладных программ. Они дают неплохие результаты для стандартных задач, однако трудности возникают тогда, когда решения нет. А это нередкая и вполне объяснимая ситуация, поскольку в согласовании есть ограничения, которые нельзя преодолеть. Ответ на этот вопрос способны дать аналитические методы, однако и для них есть трудности – они дают решение только для простых нагрузок. По мнению одного из авторитетов в вопросах со-

гласования, проблема заключается в отсутствии подходящих аппроксимирующих функций (АФ) [1]. Небольшой набор классических аппроксимаций содержит недостаточно коэффициентов для разрешения системы ограничений. В определенном смысле этим аппроксимациям недостает гибкости. Возможный подход для решения проблемы предложен в публикации [6], в которой представлены АФ с увеличенным количеством вариативных параметров, а также методика их использования при решении задач широкополосного согласования произвольных комплексных нагрузок.

Одна из этих функций для низкочастотного прототипа представлена следующим выражением:

$$K_p(\omega) = \frac{K}{1 + \varepsilon^2 \frac{v_1 \omega^2 + v_2 \omega^4 + \dots + v_n \omega^{2n}}{v_1 + v_2 + \dots + v_n}}, \quad (1)$$

где K – коэффициент уровня передачи мощности; ε – коэффициент регулировки полосы согласования (аналог коэффициента пульсаций чебышевской АФ); v_i – варьируемые параметры; ω – круговая частота. Как и всякая АФ, в классическом синтезе эта функция нормирована по уровню и полосе пропускания. Так, при частоте среза $\omega_c = 1$ частотная характеристика будет нормирована по уровню K в соответствии с параметром ε , как и для чебышевской АФ.

Необходимо отметить, что свойство "гибкости" функции (1) может быть полезным при решении различных задач в радиотехнике, в частности для получения частотных характеристик дробного порядка [7–9]. Применительно к задаче широкополосного согласования АФ (1), в отличие от классических аппроксимаций, позволяет не только расширить диапазон согласуемых нагрузок сложной конструкции, но и найти более эффективные решения при согласовании простых моделей сопротивлений. Далее предлагается обратить внимание на последнее обстоятельство и рассмотреть поэтапную работу алгоритма согласования распространенного класса нагрузок.

Методика синтеза на примере согласования нагрузок IV класса. Методика согласования основана на математическом аппарате подхода, представленного в [10], сущность которого состоит в распространении классического метода синтеза Дарлингтона на произвольные комплексные нагрузки и сводится к нахождению матрицы z -параметров цепи, определению условий их реализации и расчету элементов этой цепи. Отличительной особенностью этой методики является использование на одном из ее этапов ограниченно-плоской АФ (1). Для наглядной демонстрации методики предлагается рассмотреть задачу согласования низкочастотной RLC -нагрузки (рис. 1) [11].

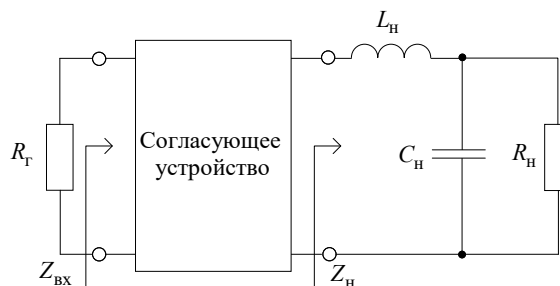


Рис. 1. Схема согласующей цепи с нагрузкой

Fig. 1. Matching circuit with the load

Согласно [10] функции сопротивления нагрузки и входного сопротивления (обе положительные и вещественные) можно представить следующим образом:

$$Z_H(s) = \frac{m_{1H} + n_{1H}}{m_{2H} + n_{2H}}, \quad (2)$$

$$Z_{ВХ}(s) = \frac{m_1 + n_1}{m_2 + n_2}, \quad (3)$$

где $s = j\omega$ – комплексная частота; компоненты m_{1H}, m_{2H}, m_1, m_2 – четные, а n_{1H}, n_{2H}, n_1, n_2 – нечетные части полиномов числителей и знаменателей (2) и (3). Для рассматриваемой нагрузки: $m_{H1} = R_H + C_H L_H R_H s^2$; $n_{H1} = L_H s$; $m_{H2} = 1$; $n_{H2} = C_H R_H s$. Параметры нагрузки: $R_H = 1$; $C_H = 1.2$; $L_H = 2.3$.

Первый этап согласования подразумевает анализ нагрузки, который заключается в определении количества нулей передачи, содержащихся в (2), а также их принадлежности к одному из классов [10], для чего необходимо определить четный полином

$$N_H(-s^2) = m_{1H}(s)m_{2H}(s) - n_{1H}(s)n_{2H}(s) = R. \quad (4)$$

Одним из обязательных условий согласования является наличие нулей передачи нагрузки в функции передачи мощности. Нули передачи нагрузки (2), определяемые (4), так же как и нули любой низкочастотной функции передачи мощности, расположены в бесконечности. Поэтому примем (1) в качестве исходной АФ. Порядок n функции (1) должен превышать минимум на единицу порядок $Z_H(s)$, что объясняется наличием минимум одного согласующего элемента. Для сопоставления результатов синтеза с результатами тестовой задачи Фано [11] зададим $n = 5$.

Последующие действия выполняются после аналитического продолжения АФ (1) на плоскость комплексной частоты. Формируется система уравнений, связывающих параметры функции (1) с параметрами функции коэффициента отражения $\rho(s)$, из соотношений

$$K_p(-s^2) = 1 - \rho(s)\rho(-s); \quad (5)$$

$$\rho(s) = \frac{b_n s^n + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0}, \quad (6)$$

где b_i, a_i – параметры числителя и знаменателя $\rho(s)$ ($i = 0, 1, \dots, n$). Решение системы уравнений позволяет получить значения a_i, b_i , соответствующие заданной АФ. Коэффициенты a_i, b_i , как показано далее, напрямую связаны с параметрами нагрузки (2) в системе z -параметров. Таким образом, можно контролировать форму частотной характеристики, учитывая ограничения на согласование, обусловленные нагрузкой. Приравняв коэффициенты $\rho(s)$ в (5) и (6) для $n = 5$, получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} -(K-1)(v_1 + v_2 + v_3 + v_4 + v_5) = b_0^2; \\ v_1 + v_2 + v_3 + v_4 + v_5 = a_0^2; \\ -\varepsilon^2 v_1 = 2b_0 b_2 - b_1^2 = 2a_0 a_2 - a_1^2; \\ \varepsilon^2 v_2 = b_2^2 + 2b_0 b_4 - 2b_1 b_3 = \\ = a_2^2 + 2a_0 a_4 - 2a_1 a_3; \\ -\varepsilon^2 v_3 = 2(b_2 b_4 - b_1 b_5) - b_3^2 = \\ = 2(a_2 a_4 - a_1 a_5) - a_3^2; \\ \varepsilon^2 v_4 = b_4^2 - 2b_3 b_5 = a_4^2 - 2a_3 a_5; \\ -\varepsilon^2 v_5 = -b_5^2 = -a_5^2. \end{cases} \quad (7)$$

Система уравнений (7) решается совместно с условиями для полинома Гурвица (полинома знаменателя $\rho(s)$):

$$\begin{aligned} a_i &\geq 0, a_3 a_4 - a_2 a_5 \geq 0, a_1 a_4 - a_0 a_5 \geq 0; \\ a_2(a_3 a_4 - a_2 a_5) - a_4(a_1 a_4 - a_0 a_5) &\geq 0. \end{aligned} \quad (8)$$

Для тестирования алгоритма, обеспечивающего частотную характеристику (1) n -го порядка, можно задать коэффициенты $K = 1$;

$v_1 = v_2 = \dots = v_{n-1} = 0$; $v_n = 1$; $\varepsilon = 1$. Функция `find` (Mathcad) должна вывести $b_0 = b_1 = \dots = b_{n-1} = 0$; $b_n = 1$ и коэффициенты a_i полинома Баттерворта порядка n .

Рекомендации для использования параметров v_i при решении системы нелинейных уравнений заключаются в следующем. Для улучшения формы частотной характеристики желательно иметь больше нулевых коэффициентов v_i , начиная с первого. Если условия задачи не позволяют получить нулевые коэффициенты, решение возможно при максимальной вариативности параметров. В случае если решения системы уравнений нет, необходимо увеличивать число вариативных параметров, а значит, и порядок аппроксимации.

На следующем этапе необходимо определить систему ограничений для выбранной нагрузки и ввести в упомянутый ранее алгоритм. С этой целью записывается выражение для функции входного сопротивления (3), связанной с коэффициентом отражения (6). Эта функция имеет вид

$$\begin{aligned} Z_{\text{вх}}(s) &= \frac{1 \pm \rho(s)}{1 \mp \rho(s)} = \\ &= \frac{(a_n - b_n)s^n + \dots + (a_1 - b_1)s + (a_0 - b_0)}{(a_n + b_n)s^n + \dots + (a_1 + b_1)s + (a_0 + b_0)}. \end{aligned} \quad (9)$$

Аналогичным образом определяется $N(-s^2)$ для (9). Старшая степень s подкоренного произведения $[N(-s^2)N_{\text{н}}(-s^2)]^{0.5}$ может быть четной или нечетной, поэтому надо сделать правильный выбор системы z -параметров по варианту А или Б соответственно. Для рассматриваемой нагрузки потребуется система по варианту А, которая имеет вид [10]

$$\begin{aligned} z_{11}(s) &= \frac{m_1 m_{2\text{н}} - n_1 n_{2\text{н}}}{n_2 m_{2\text{н}} - m_2 n_{2\text{н}}}; \\ z_{22}(s) &= \frac{m_2 m_{1\text{н}} - n_2 n_{1\text{н}}}{n_2 m_{2\text{н}} - m_2 n_{2\text{н}}}; \end{aligned} \quad (10)$$

$$z_{12}(s) = \frac{[N(-s^2)N_{\text{н}}(-s^2)]^{0.5}}{n_2 m_{2\text{н}} - m_2 n_{2\text{н}}}.$$

Система ограничений в общем виде сводится к положительности вычетов параметра $z_{22}(s)$ в нулях передачи нагрузки и $z_{11}(s)$ в нулях передачи источника сигналов. Для нулей передачи нагрузки в бесконечности эти ограничения имеют вид [12]

$$\operatorname{Res} z_{22}(s)|_{s=\infty} \geq 0, \quad (11)$$

где $z_{22}(s)$ согласно (10) принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} z_{22}(s) = & \left\{ \left[(a_0 + b_0) + (a_2 + b_2)s^2 + (a_4 + b_4)s^4 \right] \times \right. \\ & \times (R_H + s^2 R_H L_H C_H) - s \left[(a_1 + b_1) + (a_3 + b_3)s^2 + \right. \\ & \left. + (a_5 + b_5)s^4 \right] s L_H \left. \right\} / \left\{ s \left[(a_1 + b_1) + (a_3 + b_3)s^2 + \right. \right. \\ & \left. \left. + (a_5 + b_5)s^4 \right] - \left[(a_0 + b_0) + \right. \right. \\ & \left. \left. + (a_2 + b_2)s^2 + (a_4 + b_4)s^4 \right] s R_H C_H \right\}. \quad (12) \end{aligned}$$

Стоит обратить внимание на то, как четко работают ограничения для двукратного нуля передачи в бесконечности. Коэффициенты старших степеней числителя и знаменателя имеют разные знаки, что указывает на обязательное выполнение условия вычетов (11) со знаком равенства. Вычет равен нулю, старшие степени полиномов $z_{22}(s)$ сокращаются и первое ограничение имеет вид

$$(a_4 + b_4)R_H C_H - (a_5 + b_5) = 0, \quad (13)$$

из которого следует ограничение на минимальное значение $R_H C_H$, определяемое отношением старших коэффициентов полинома знаменателя (12). Насколько существенно это ограничение, можно судить из следующего примера. Так, для классической аппроксимации по Баттерворту при $K=1$ минимально возможное значение емкости C_H (при нормировке полагаем $R_H=1$) составляет 0.618 [10]. Значение этого ограничения состоит в том, что ноль передачи, создаваемый этой емкостью, не доступен для коррекции, он как бы закрыт индуктивностью. При использовании АФ (1) это ограничение

практически исчезает. Ограничение на второй ноль передачи также определяется вычетом (отношением старших коэффициентов после сокращения) и сводится к

$$\begin{aligned} R_H \left[(a_4 + b_4) + C_H L_H (a_2 + b_2) \right] - \\ - L_H (a_3 + b_3) \geq 0, \quad (14) \end{aligned}$$

которое в рассматриваемом примере также выполняется со знаком равенства. Таким образом, оба нуля передачи нагрузки не требуют коррекции элементами согласующей цепи (СЦ). Здесь также полезно оценить значение этого ограничения. Так, для той же аппроксимации Баттерворта и в тех же условиях предельное значение индуктивности L_H составляет 1.618. При использовании АФ (1) это значение равно 2.3. Таким образом, гибкие аппроксимации в данном примере расширяют пределы значений L_H , доступных для согласования аналитическими методами более чем 30 %.

Совместное решение уравнений (7), (8), (13), (14) дает следующий результат: $K=0.88$; $\varepsilon=0.34$; $v_1=0.236$; $v_2=-0.22$; $v_3=-0.296$; $v_4=-0.412$; $v_5=0.743$. Для синтеза СЦ есть много возможностей, кратчайшая из них – синтез выходного сопротивления СЦ с единичной нагрузкой на входе, которое определяется z -параметрами и имеет вид

$$Z_{\text{вых}}(s) = \frac{(m_2 + n_1)m_{1H} - (m_1 + n_2)n_{1H}}{(m_1 + n_2)m_{2H} - (m_2 + n_1)n_{2H}}. \quad (15)$$

Реализация СЦ по функции (15) представлена на рис. 2. Параметры СЦ: $C_1=0.929$; $L_1=2.78$; $C_2=0.239$; $R_T=2.038$.

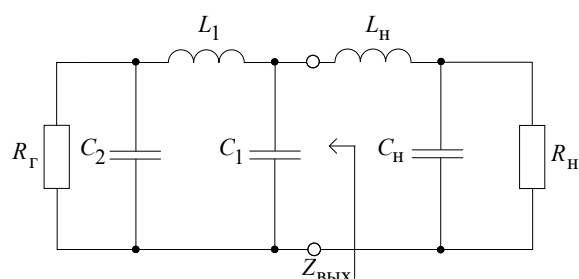


Рис. 2. Схема СЦ с нагрузкой
Fig. 2. Matching circuit with the load

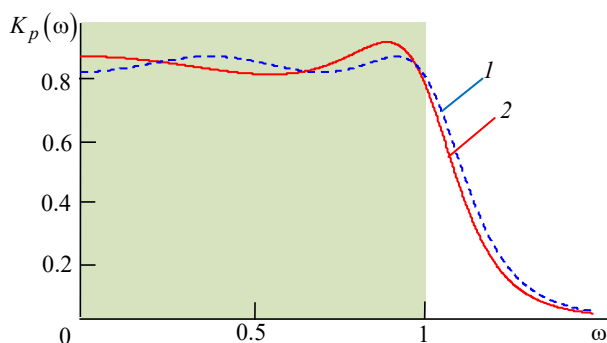


Рис. 3. Частотная характеристика передачи мощности

Fig. 3. Gain frequency response

На рис. 3 представлены частотные характеристики нагрузки с СЦ: 1 – полученной по методике Фано, представленной в [13]; 2 – синтезированной на основе изложенной ранее методики (рис. 2).

В первом случае синтез приводит к циклу Бруне для реализации пары нулей на вещественной оси. Во втором случае процедура синтеза предельно проста и требует трех элементов СЦ, которые с двумя элементами нагрузки обеспечивают функцию передачи 5-го порядка. Таким образом, ограничения (13) и (14) закрепили статус элементов нагрузки, обеспечивающих два нуля передачи входного сопротивления (9).

Полученный результат согласования можно улучшить за счет увеличения порядка аппроксимации (1) или следующим нетривиальным подходом. Свойства знакопеременных чебышевских полиномов и плоских баттервортовских можно комбинировать следующим образом:

$$K_p(\omega) = \frac{K}{1 + \varepsilon^2 \frac{\sum_{i=1}^n v_i \omega^{2i} \cdot T_{Ch}^2(m, \omega)}{\sum_{i=1}^n v_i}}, \quad (16)$$

где $T_{Ch}^2(m, \omega)$ – аппроксимирующий полином Чебышева первого рода m -го порядка. АФ (16) представляет собой разновидность нарастающей волновой функции с увеличенной вариативной способностью. На возможность сочетания свойств максимально гладких и равноволновых аппроксимаций указано в [14, 15]. Использование описанного алгоритма синтеза с применением АФ (16) при выбранном полиноме Чебышева 2-го порядка и $n = 3$ позволяет полу-

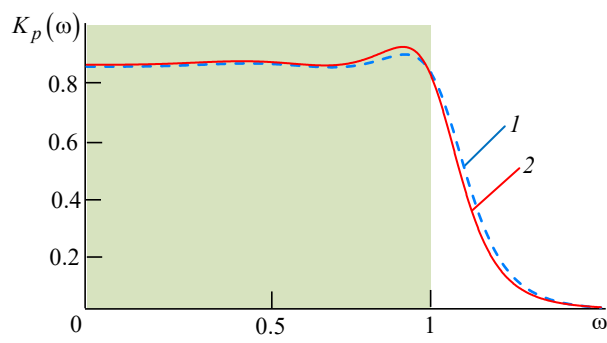


Рис. 4. Частотная характеристика передачи мощности

Fig. 4. Gain frequency response

чить такую же структуру СЦ, как в предыдущем случае со значениями номиналов $C_1 = 0.988$; $L_1 = 3.056$; $C_2 = 0.402$; $R_T = 2.184$. На рис. 4 представлены частотные характеристики передачи мощности по результатам: 1 – приведенным в [13]; 2 – полученным с использованием аппроксимации (16).

Из сопоставления с результатами аналогичного тестового примера [13] следует:

- в отличие от результата, полученного классическим методом Фано, для реализации которого потребовалось четыре элемента СЦ, в данном примере оказалось достаточно трех элементов, как и в методе визуального проектирования;
- результаты сопоставимы с результатами для метода визуального проектирования [13], поскольку трудно ожидать лучшего результата для относительно несложной задачи.

Полученные результаты являются оптимальными для заданной АФ (16), однако это не означает, что возможности аналитических методов исчерпаны. Использование функции (1) с внедренным нулем передачи на мнимой оси [13] по описанной ранее методике дало заметно лучший результат, приведенный на рис. 5.

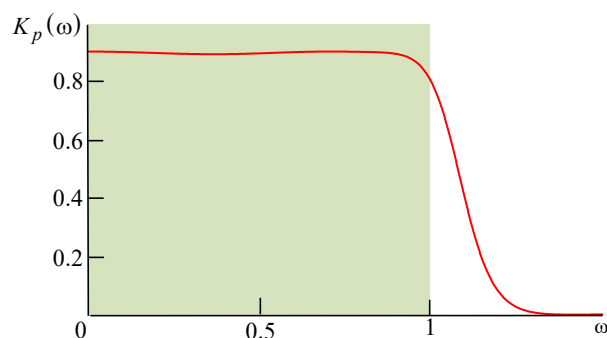


Рис. 5. Частотная характеристика передачи мощности

Fig. 5. Gain frequency response

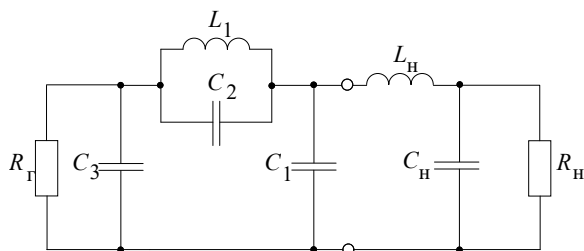


Рис. 6. Схема СЦ с нагрузкой

Fig. 6. Matching circuit with the load

Систему условий (7) для этого надо корректировать с учетом вводимых нулей на мнимой оси частот.

В результате синтеза по $Z_{\text{вых}}(s)$ была получена СЦ, представленная на рис. 6.

Значения номиналов соответствуют: $C_1 = 0.908$; $C_2 = 0.424$; $C_3 = 0.108$; $L_1 = 1.176$; $R_T = 1.924$.

Рассмотрим более сложную задачу для согласования нагрузки с трехкратным нулем передачи в бесконечности [10], для которой

$$Z_H(s) = \frac{R_H + sL_H + s^2 R_H L_H C_{1H}}{1 + sR_H(C_{1H} + C_{2H}) + s^3 R_H L_H C_{1H} C_{2H}}.$$

Следуя изложенной ранее методике, находим ограничения для этой нагрузки:

$$(a_4 + b_4)R_H C_{1H} - (a_5 + b_5) = 0; \quad (17)$$

$$(a_4 + b_4)R_H + C_{1H}L_H R_H(a_2 + b_2) - L_H(a_3 + b_3) = 0, \quad (18)$$

$$(a_3 + b_3) + C_{2H}L_H(a_1 + b_1) - (C_{1H} + C_{2H})R_H(a_2 + b_2) - C_{1H}C_{2H}L_H R_H(a_0 + b_0) \geq 0. \quad (19)$$

Из этих ограничений следует, что коэффициенты двух старших степеней полиномов $z_{22}(s)$, а также всех других z -параметров обращаются в ноль. Ограничения (17) и (13) совпадают, поскольку обусловлены общим нулем передачи нагрузки, второе ограничение (18) должно выполняться со знаком равенства, а ограничение (19) обусловлено элементом нагрузки, создающим третий ноль передачи. Согласование для этой нагрузки получено при следующих значениях вариативных параметров: $K = 0.9$; $\varepsilon = 0.4$; $v_1 = -0.069$; $v_2 = -0.375$;

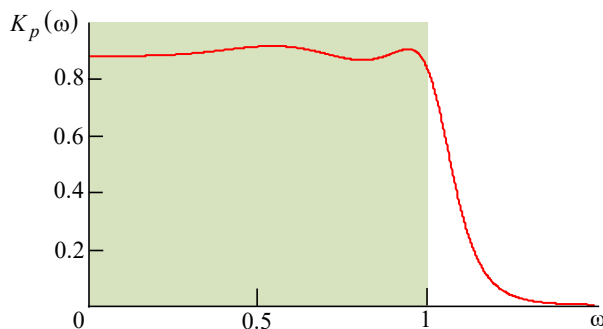


Рис. 7. Частотная характеристика передачи мощности

Fig. 7. Gain frequency response

$v_3 = 3.65$; $v_4 = -6.685$; $v_5 = 3.549$. Электрическая схема практически не отличается от изображенной на рис. 2, однако параметры элементов цепи другие: $L_1 = 2.723$; $C_2 = 0.527$; $R_T = 1.89$. Частотная характеристика согласованной нагрузки представлена на рис. 7.

Существующие публикации по аналитическим методам широкополосного согласования обеспечивают реализацию низкочастотного прототипа частотной характеристики. По понятным причинам результат синтеза низкочастотного прототипа не может быть преобразован в полосно-пропускающую цепь. Теперь, когда появляются возможности значительно расширить область нагрузок для согласования аналитическими методами, представляется целесообразным рассмотреть полосовой вариант согласования.

Для этой цели снова используем низкочастотную нагрузку (2) с параметрами $R_H = 1$; $C_H = 1.2$; $L_H = 0.6$ и осуществляем частотное преобразование функции входного сопротивления [6]. Переход к полосовому варианту означает увеличение вдвое порядка функций (5), (7) и (8), однако увеличение описанного ранее алгоритма формирования не происходит, поскольку в результате частотного преобразования эти функции становятся зеркально симметричными. Однако в системе ограничений и в системе z -параметров появляются особенности. Поскольку для низкочастотной нагрузки функция $N_H(-s^2)$ является константой, вариант z -параметров будет зависеть только от $N_H(-s^2)$. Чтобы проследить особенности системы ограничений при частотном преобразовании, выбо-

рем тот же порядок низкочастотного прототипа $n = 5$, для которого функция $N_H(-s^2)$ должна содержать сомножитель s^{10} . Это означает, что для согласования этой нагрузки следует выбрать вариант Б для z -параметров:

$$z_{11}(s) = \frac{n_1 m_{2H} - m_1 n_{2H}}{m_2 m_{2H} - n_2 n_{2H}};$$

$$z_{22}(s) = \frac{n_2 m_{1H} - m_2 n_{1H}}{m_2 m_{2H} - n_2 n_{2H}};$$

$$z_{12}(s) = \frac{(N(-s^2) N_H(-s^2))^{0.5}}{m_2 m_{2H} - n_2 n_{2H}}.$$

Выполнив преобразования $z_{22}(s)$, аналогичные (11) для полосовой функции $Z_{вх}(s)$, находим систему ограничений:

$$(a_4 + b_4) R_H C_H - (a_5 + b_5) = 0; \quad (20)$$

$$R_H [(a_4 + b_4)(1 + 4C_H L_H) + C_H L_H (a_2 + b_2)] - \\ - L_H [(a_3 + b_3) + 5(a_5 + b_5)] \geq 0. \quad (21)$$

Как видно из (20) и (21), различия в ограничениях проявляются только для нуля передачи, создаваемого индуктивностью L_H . Второе ограничение также выполняется со знаком равенства. Согласование для этой нагрузки получено при следующих значениях параметров АФ: $K = 0.98$; $\varepsilon = 1$; $v_1 = 0.0109$; $v_2 = 0.0236$; $v_3 = -0.168$; $v_4 = 0.163$; $v_5 = 0$. СЦ, полученная в результате синтеза по $Z_{вх}(s)$, представлена на рис. 8.

Значения номиналов СЦ, соответственно, равны: $R_T = 0.0106$; $L_1 = 0.233$; $C_1 = 5.952$; $C_2 = 17$; $L_2 = 0.04$; $L_3 = 0.019$; $C_3 = 78.1$. Частотная характеристика передачи мощности представлена на рис. 9 (1 – для нагрузки; 2 – для нагрузки с СЦ).

Анализ возможностей согласования этой нагрузки в полосе частот позволил выявить более

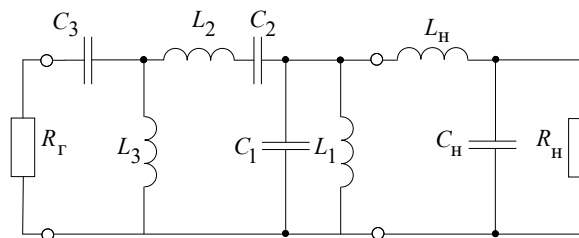


Рис. 8. Схема СЦ с нагрузкой

Fig. 8. Matching circuit with the load

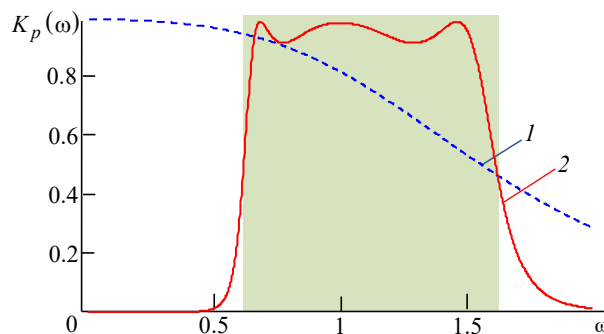


Рис. 9. Частотная характеристика передачи мощности

Fig. 9. Gain frequency response

жесткие ограничения, однако диапазон решений является достаточным для практики. Расширение этих возможностей потребует увеличения порядка АФ или поиск новых аппроксимаций.

Заключение. Рассмотренные примеры задач согласования позволяют оценить возможности новых подходов, связанных с использованием гибких аппроксимаций в сочетании с обобщенным методом синтеза по Дарлингтону для произвольных комплексных нагрузок. Система ограничений при согласовании любой нагрузки способна дать ответы на многие вопросы, не имеющие ответов на сегодняшний день. Полезность такой системы заключается в том, что она дает однозначную связь параметров нагрузки с параметрами АФ и обеспечивает глубокое понимание процессов согласования. Возможно, использованные в работе подходы стимулируют дальнейший интерес к поиску новых аппроксимаций.

Список литературы

1. Yarman S. B. Design of ultra wideband power transfer networks. NY: Wiley, 2010. 774 p. doi: 10.1002/9780470688922
2. Девятков Г. Н. Автоматизированный синтез широкополосных согласующих устройств, связы-

вающих произвольные иммитансы источника сигнала и нагрузки // Науч. вестн. НГТУ. 2004. № 1 (16). С. 155–165.

3. Самуилов А. А., Черкашин М. В., Бабак Л. И. Методика "визуального" проектирования цепей

на сосредоточенных элементах для широкополосного согласования двух комплексных нагрузок // Докл. ТУСУР. 2013. № 2 (28). С. 30–39.

4. Ворopaев Ю. П., Васильев А. Д., Мещеряков И. М. Применение целевых матриц передачи и усложненных элементарных каскадов при синтезе широкополосных согласующе-фильтрующих и моделирующих схем // Докл. БГУИР. 2010. № 6 (52). С. 35–42.

5. Пегасин Д. В. Синтез согласующих цепей с характеристиками передачи мощности заданного уровня на основе алгоритма Левенберга–Марквардта // Докл. БГУИР. 2010. № 3(49). С. 17–23.

6. Янцевич М. А., Филиппович Г. А. Методика синтеза широкополосных согласующих устройств с использованием ограниченно-плоских аппроксимирующих функций // Изв. Гомельского гос. ун-та им. Ф. Скорины. 2021. № 6 (129). С. 154–158.

7. Mahata S., Herencsar N., Kubanek D. Optimal Approximation of Fractional-Order Butterworth Filter Based on Weighted Sum of Classical Butterworth Filters // IEEE Access. 2021. Vol. 9. P. 81097–81114. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3085515

8. Ali A. S., Radwan A. G., Soliman A. M. Fractional order Butterworth filter: Active and passive realizations // IEEE J. on Emerging and Selected Topics in

Circuits and Systems. 2013. Vol. 3, № 3. P. 346–354. doi: 10.1109/JETCAS.2013.2266753

9. Mahata S., Kar R., Mandal D. Optimal fractional-order highpass Butterworth magnitude characteristics realization using current-mode filter // AEU – Intern. J. of Electronics and Communications. 2019. Vol. 102. P. 78–89. doi: 10.1016/j.aue.2019.02.014

10. Филиппович Г. А. Широкополосное согласование сопротивлений. Минск: Военная академия РБ, 2004. 176 с.

11. Abrie P. Design of RF and Microwave Amplifiers and Oscillators. Boston: Artech House, 1999. 480 p.

12. Филиппович Г. А., Белевич В. Ф. Необходимость и достаточность системы ограничений широкополосного согласования // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2006. № 2. С. 31–36.

13. Бабак Л. И., Черкашин М. В., Зайцев Д. А. "Визуальное" проектирование корректирующих и согласующих цепей полупроводниковых СВЧ-устройств // Докл. ТУСУР. 2007. № 1 (15). С. 10–19.

14. Буренко Е. А. Аппроксимация амплитудно-частотных характеристик и синтез по ним радиотехнических фильтров высокого порядка на основе полиномов Лежандра, Гегенбауэра и Якоби // Междунар. науч.-исслед. журн. 2021. № 6 (108). С. 49–63.

15. Шашок В. Н. Синтез цепей с нарастающей волновой функцией передачи // Докл. БГУИР. 2011. № 8 (62). С. 52–58.

Информация об авторах

Филиппович Геннадий Александрович – кандидат технических наук (1977), доцент (1980), профессор кафедры автоматики, радиолокации и приема-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника.

Адрес: Военная академия Республики Беларусь, пр. Независимости 22057, Минск, Республика Беларусь

E-mail: gfilippovich@yandex.ru

Янцевич Михаил Александрович – старший инженер учебной лаборатории кафедры автоматики, радиолокации и приема-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь. Автор 25 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника.

Адрес: Военная академия Республики Беларусь, пр. Независимости 22057, Минск, Республика Беларусь

E-mail: yantsevich1052500@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6620-6042>

References

1. Yarman S. B. Design of Ultra Wideband Power Transfer Networks. NY, Wiley, 2010, 774 p. doi: 10.1002/9780470688922

2. Devyatkov G. N. Automated Synthesis of Broadband Matching Devices Coupling Arbitrary Immittances of Signal Source and Load. Scientific Bulletin of NSTU. 2004, vol. 1 (16), pp. 155–165. (In Russ.)

3. Samuilov A. A., Cherkashin M. V., Babak L. I. The Technique of "Visual" Design of Circuits on Concentrated Elements for Broadband Matching of Two Complex Loads. Proceedings of TUSUR University. 2013, vol. 2 (28), pp. 30–39. (In Russ.)

4. Voropaev Yu.P., Vasil'ev A. D. Application of Target Transmission Matrices and Complicated Elementary Cascades in the Synthesis of Broadband

Matching-Filtering and Modeling Schemes. Doklady BGUIR. 2010, vol. 6 (52), pp. 35–42. (In Russ.)

5. Pegasin D. V. Synthesis of Matching Chains with Prescribed Level of Transducer Power Characteristics on Basis of the Levenberg–Marquardt Algorithm. Doklady BGUIR, 2010, vol. 3 (49), pp. 17–23. (In Russ.)

6. Yantsevich M. A., Filippovich G. A. Technique for the Synthesis of Broadband Matching Devices Using Bounded-Flat Approximating Functions. Proc. of Francisk Scorina Gomel State University. 2021, vol. 6 (129), pp. 154–158. (In Russ.)

7. Mahata S., Herencsar N., Kubanek D. Optimal Approximation of Fractional-Order Butterworth Filter Based on Weighted Sum of Classical Butterworth Filters. IEEE Access. 2021, vol. 9, pp. 81097–81114. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3085515

8. Ali A. S., Radwan A. G., Soliman A. M. Fractional Order Butterworth Filter: Active and Passive Realizations. IEEE J. on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems. 2013, vol. 3, no. 3, pp. 346–354. doi: 10.1109/JETCAS.2013.2266753

9. Mahata S., Kar R., Mandal D. Optimal Fractional-Order Highpass Butterworth Magnitude Characteristics Realization Using Current-Mode Filter. AEU – Intern. J. of Electronics and Communications. 2019, vol. 102, pp. 78–89. doi: 10.1016/j.aeue.2019.02.014

10. Filippovich G. A. *Shirokopolosnoe soglasovanie sprotivlenii* [Broadband Impedance Matching]. Minsk, Voenaya akademiya RB, 2004, 176 p. (In Russ.)

11. Abrie P. Design of RF and Microwave Amplifiers and Oscillators. Boston, Artech House, 1999, 480 p.

12. Filippovich G. A., Belevich V. F. Necessity and Sufficiency of a System of Restrictions on Broadband Matching. Physics of Wave Processes and Radio Systems. 2006, no. 2, pp. 31–36. (In Russ.)

13. Babak L. I., Cherkashin M. V., Zaitsev D. A. "Visual" Design of Corrective and Matching Circuits of Semiconductor Microwave Devices. Proceedings of TUSUR University. 2007, vol. 1 (15), pp. 10–19. (In Russ.)

14. Burenko E. A. An Approximation of the Amplitude and Frequency Characteristics and Synthesis of High-Order Radio Filters Based on Legendre, Gegenbauer, and Jacobi Polynomials. International Research Journal. 2021, vol. 6 (108), pp. 49–63. (In Russ.)

15. Shashok V. N. Synthesis of Circuits with Rising Wave Transfer Function. Doklady BGUIR. 2011, vol. 8 (62), pp. 52–58. (In Russ.)

Information about the authors

Gennady A. Filippovich – Cand. Sci. (Eng.) (1977), Associate Professor (1980), Professor of the Department of Automation, Radar and Transceiver Devices of Military Academy of the Republic of Belarus. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: radio engineering.

Address: Military Academy of the Republic of Belarus, Independence Avenue 22057, Minsk, Republic of Belarus

E-mail: gfilippovich@yandex.ru

Mikhail A. Yantsevich – Senior Engineer of the Educational Laboratory of the Department of Automation, Radar and Transceiver Devices of Military Academy of the Republic of Belarus. The author of 25 scientific publications. Area of expertise: radio engineering.

Address: Military Academy of the Republic of Belarus, Independence Avenue 22057, Minsk, Republic of Belarus

E-mail: yantsevich1052500@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-6620-6042>

Аналитический подход к расчету резонаторного комбинированного фильтра на поверхностных акустических волнах на основе модели связанных мод

А. С. Койгеров ✉

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

✉ a.koigerov@gmail.com

Аннотация

Введение. Полосовые фильтры являются важными компонентами, которые определяют основные характеристики приемной и передающей радиоэлектронной аппаратуры. Одним из вариантов их реализации являются фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ), которые, обладая отличными электрическими параметрами, обеспечивают и выполнение требований по минимальным массогабаритным характеристикам. Сокращение времени проектирования с одновременным снижением затрат на разработку фильтров является актуальной задачей, которую можно решить как за счет применения современных вычислительных пакетов, так и усовершенствованием и развитием уже известных средств моделирования.

Цель работы. Показать современное состояние и основные особенности расчета полосовых фильтров на ПАВ на основе модели связанных мод и ее формализации на базе P -матриц, описание принципов и подходов на примере проектирования комбинированного резонаторного фильтра на вытекающих ПАВ и сравнение результатов расчета с экспериментальными данными.

Материалы и методы. Теоретическая часть работы выполнена с применением теории дифференциальных уравнений, представленных в матричной форме, конечно-элементного анализа и элементов теории цепей. В ходе работы применялась математическая обработка и расчет в программах MatLab и COMSOL.

Результаты. Показано современное состояние аналитического подхода к расчету фильтров на ПАВ на основе модели связанных мод и формализация данного подхода на базе P -матриц. Разработана концепция построения и предложена оригинальная конструкция резонаторного фильтра на вытекающих ПАВ на 49° УХ-срезе ниобата лития. Фильтр имеет относительную полосу пропускания 5,8 %, вносимое затухание –3,7 дБ и подавление в полосе заграждения –50 дБ. Предложена методика расчета фильтров на ПАВ.

Заключение. Предложенный аналитический подход к проектированию полосовых фильтров на ПАВ позволяет быстро и относительно точно прогнозировать на стадии моделирования характеристики фильтра, например коэффициент передачи. Это дает возможность уменьшить число экспериментальных итераций и повысить эффективность разработки.

Ключевые слова: поверхностные акустические волны, встречно-штыревой преобразователь, фильтр на ПАВ, модель связанных мод, СОМ-метод, пьезоэлектрическая подложка, сильный пьезоэлектрический материал, ниобат лития

Для цитирования: Койгеров А. С. Аналитический подход к расчету резонаторного комбинированного фильтра на поверхностных акустических волнах на основе модели связанных мод // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 16–28. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-16-28

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. Автор выражает благодарность Генеральному директору – генеральному конструктору ООО "АЭК Дизайн" В. Р. Реуту за предоставленные экспериментальные данные.

Статья поступила в редакцию 05.10.2021; принята к публикации после рецензирования 26.11.2021;
опубликована онлайн 27.04.2022

Analytical Approach to Designing a Combined-Mode Resonator Filter on Surface Acoustic Waves Using the Model of Coupling of Modes

Aleksey S. Koigerov ✉

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ a.koigerov@gmail.com

Abstract.

Introduction. Bandpass filters are important components that determine the basic characteristics of transmitting and receiving radio electronic equipment. Such filters implemented on surface acoustic waves (SAW) not only demonstrate excellent electrical parameters, but also meet compactness requirements. The relevant research task of reducing the design time and optimizing the filter's cost can be solved by either using modern computational software or improving existing modeling tools.

Aim. To describe the current state and main features of approaches to calculating SAW-based bandpass filters using the model of coupled modes and its formalization based on P -matrices. To describe the main principles and approaches on the example of designing a combined-mode resonator filter on leaky SAW and comparing the calculated and experimental data.

Materials and methods. A theoretical study was carried out using the mathematical theory of differential equations presented in a matrix form, as well as the methods of finite element analysis and circuit theory. The results were processed in MatLab and COMSOL.

Results. The current state of the analytical approach to designing SAW-based filters using the model of coupled modes and its formalization based on P -matrices was described. An original design for a resonator filter based on leaky SAW at 49° YX -cut of lithium niobate was proposed. The filter has a relative bandwidth of 5.8 %, an insertion loss of -3.7 dB, and a stop-band rejection of -50 dB. A technique for calculating SAW-based filters was proposed.

Conclusion. The proposed analytical approach to designing SAW-based bandpass filters allows the filter characteristics (e.g., transmission factor) to be reliably predicted at the modeling stage, thereby reducing the number of experimental iterations and increasing the development efficiency.

Keywords: surface acoustic waves, interdigital transducer, SAW-based filter, coupled modes model, COM method, piezoelectric substrate, strong piezoelectric material, lithium niobate

For citation: Koigerov A. S. Analytical Approach to Designing a Combined-Mode Resonator Filter on Surface Acoustic Waves Using the Model of Coupling of Modes. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 16–28. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-16-28

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

Acknowledgements. The author expresses his gratitude to the general director and the general designer "AEC-Design" V. R. Reut for the experimental data provided.

Submitted 05.10.2021; accepted 26.11.2021; published online 27.04.2022

Введение. Полосовые фильтры (ПФ) являются важными компонентами приемопередающей аппаратуры в составе радиотехнических комплексов. Имеется широкий выбор конструкций фильтров, каждая из которых может являться оптимальной в зависимости от условий применения, от частотного диапазона, от требований к параметрам и характеристикам и т. д. В диапазоне частот от десятков мегагерц до 2.5 ГГц заслуживают внимания фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [1]. При реализации ПФ с полосой пропускания 0.1...100 % такие

фильтры отличаются массогабаритными показателями, температурной стабильностью параметров и отличными радиотехническими характеристиками, среди которых малые вносимые потери, хорошая избирательность и относительная широкополосность. Реализация одновременно всех этих параметров в одном фильтре делает класс фильтров на ПАВ очень привлекательным.

На этапе разработки ПФ на ПАВ важно иметь средства проектирования и расчета, которые позволяют эффективно прогнозировать рабочие характеристики, например амплитуд-

но-частотную характеристику (АЧХ) фильтра. Сложные взаимосвязи между элементами топологии, резонансный характер акустических процессов, высокая чувствительность электрических параметров к геометрии элементов делают проектирование фильтров особенно требовательным к временным и материальным ресурсам разработчика.

В последние годы с ростом вычислительных мощностей компьютеров растет интерес к численным моделям на основе метода конечных элементов (МКЭ) [2, 3]. В этом случае необходимы значительные временные затраты и ресурсы компьютера и, хотя продолжительность расчета зависит от различных параметров модели, уйти от большого числа конечных элементов сетки без потери точности оценки и увеличения погрешности невозможно.

С другой стороны, для расчета рабочих характеристик можно использовать хорошо зарекомендовавшие себя быстрые эффективные аналитические методы, такие, как метод эквивалентных схем (МЭС) и модель связанных мод (МСМ, COM – Coupling of Modes) [4]. Их отличительной особенностью является то, что данные методы требуют предварительного анализа параметров, которые, например, можно получить как раз на основе численных методов, но уже анализируя простые ячейки и конструкции, не требующие большого времени и ресурсов. При этом точность расчета на основе МКЭ и МСМ будет сопоставима при использовании адекватных параметров, которые точно описывают волновые процессы, и учитывающей их физико-математической модели. В связи с этим аналитические методы по-прежнему актуальны и помогают прогнозировать характеристики фильтра (например, АЧХ) на этапе моделирования.

Цель настоящей статьи – показать современное состояние и основные особенности расчета ПФ на ПАВ на основе МСМ, описание принципов и подходов на примере проектирования комбинированного резонаторного фильтра на вытекающих ПАВ и сравнение результатов расчета на основе МСМ с экспериментальными данными.

Выбор конструкции комбинированного резонаторного фильтра. Проведем расчет и

Основные параметры разрабатываемого ПФ

The main parameters of the developed band-pass filter

Параметр	Значение
Рабочая (номинальная) частота, МГц	1190
Вносимое затухание, не более, дБ	–4
Полоса пропускания по уровню –3 дБ, МГц	69.3
Полоса пропускания по уровню –40 дБ, МГц	155
Неравномерность вносимого затухания в полосе пропускания, не более, дБ	1
Гарантированное относительное затухание при отстройке от средней частоты на +85 МГц, дБ	–45

моделирование ПФ с параметрами, представленными в таблице. Эти параметры соответствуют выполненной разработке, что позволит провести валидацию (подтверждение) того, что используемая математическая модель на основе МСМ подходит для проектирования реальных физических устройств.

В качестве конструкции, на основе которой будет реализован фильтр, выбрана конструкция комбинированного резонаторного фильтра на ПАВ (рис. 1, а). ПФ состоит из трех звеньев: двух идентичных фильтров на продольных резонансных модах (Dual-mode SAW Filters – DMS) [5] (рис. 1, в), между которыми включено лестничное (Ladder Type) Т-звено, состоящее из трех резонаторов. По аналогии с LC-фильтрами представленное каскадное соединение элементов фильтра позволяет получить АЧХ более высокого порядка. Подобный фильтр, только с использованием двух лестничных Т-звеньев и одного звена DMS, представлен в [6].

Лестничное Т-звено выполняет роль режекторного фильтра. Основным элементом для построения лестничного звена является однопортовый резонатор (рис. 1, б). Резонатор на ПАВ состоит из встречно-штыревого преобразователя (ВШП) и отражательных структур (ОС), расположенных на подложке из пьезоэлектрического материала. Апертура, число электродов в ВШП и ОС определяют электрическую проводимость Y_{11} однопортового резонатора, которая в свою очередь связана с коэффициентом передачи.

Топология резонаторного DMS-фильтра (рис. 1, в) состоит из двух входных ВШП2 и ВШП5, четырех выходных ВШП1, ВШП3, ВШП4, ВШП6 и трех отражательных структур (ОС1–ОС3). Представленная топология отно-

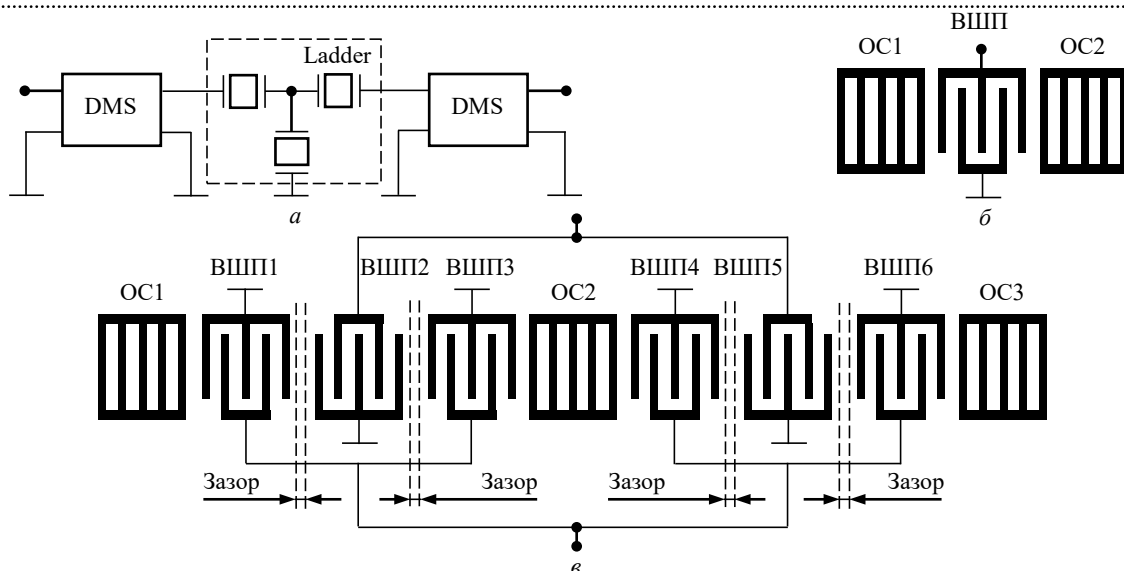


Рис. 1. Схема и топология резонаторного комбинированного фильтра: а – эквивалентная электрическая схема фильтра; б – топология однопортового резонатора; в – топология звена DMS

Fig. 1. Scheme and topology of the resonator combined filter under development: а – equivalent electrical circuit of the filter; б – topology of a single-port resonator; в – DMS link topology

сится к так называемому фильтру, работающему на продольных резонансных модах (ПРМ). Отдельно выделены зазоры между ВШП, отвечающие за синфазное возбуждение продольных мод, от которых существенно зависят характеристики фильтра. Между ВШП и ОС зазоров нет. Количество электродов и апертуры ВШП и ОС выбирают таким образом, чтобы реализовывались требуемые характеристики фильтра: полоса пропускания, минимальные вносимые потери, заграждения, неравномерности АЧХ и др.

Принцип формирования коэффициента передачи комбинированного фильтра, состоящего из двух звеньев DMS и лестничного звена в виде Т-цепочки резонаторов на ПАВ, показан на рис. 2.

Из теории цепей известно, что коэффициент передачи такого комбинированного фильтра можно рассматривать как произведение коэффициентов передачи отдельных звеньев. Как видно из рис. 2, одиночное звено DMS (рис. 2, 2) имеет малые потери, незначительную неравномерность АЧХ в полосе пропускания, но недостаточное (около –12 дБ) подавление, особенно при отстройке в область более высоких частот от полосы пропускания. Согласно таблице, от проектируемого ПФ требуется затухание в полосе заграждения не менее –45 дБ. Коэффициент передачи каскадного включения двух DMS можно рассчитать как произведение двух АЧХ одиночных DMS-

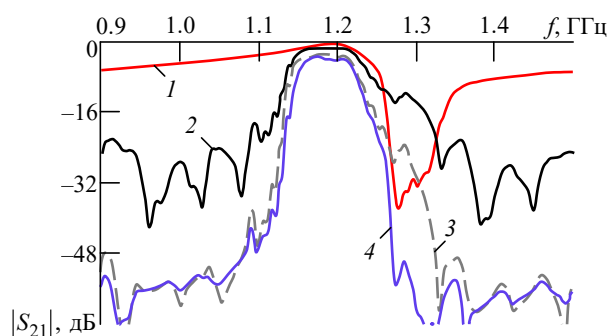


Рис. 2. Принцип формирования АЧХ комбинированного фильтра. АЧХ: 1 – Ladder; 2 – DMS; 3 – каскадного включения двух DMS; 4 – комбинированного фильтра

Fig. 2. Principles of forming the frequency response of the combined filter. Frequency responses: 1 – Ladder; 2 – DMS; 3 – cascading of two DMS; 4 – combined filter

звеньев, но при этом необходимое затухание не обеспечивается (вместо требуемых –45 дБ такое включение дает только –25 дБ). Введение режекции в этой частотной области около –30 дБ за счет Ladder Т-звена (рис. 2, 1) позволяет получить заграждение в комбинированном фильтре около –50 дБ (рис. 2, 4). Необходимо отметить, что усложнение структуры фильтра не только обеспечивает необходимое затухание вне полосы пропускания, но и увеличивает потери внутри этой полосы.

При каскадном включении необходимо:

- контролировать входные и выходные сопротивления звеньев и фильтра в целом для обеспечения согласования звеньев;

– контролировать неравномерность АЧХ каждого звена, поскольку при их перемножении неравномерность АЧХ комбинированного фильтра будет неизбежно возрастать.

Для обеспечения высокого качества фильтра с небольшой неравномерностью АЧХ в полосе пропускания необходимо учитывать эти требования. Для этого следует на стадии моделирования спрогнозировать и рассчитать эффекты, влияющие на их выполнение. Поскольку проектируемый фильтр предполагается использовать без дополнительных цепей согласования по входу и выходу, необходимо обеспечить его работоспособность при базовых нагрузках 50 Ом.

Рассмотренный далее аналитический подход к расчету фильтра учитывает эти особенности.

Методы расчета. Методы моделирования и расчета устройств на ПАВ можно разделить на 3 большие группы (рис. 3). *Первая группа* – простейшие аналитические приближенные методы на основе спектрального взвешивания, импульсные модели и методы на основе дельта-источников [1]. *Вторая большая группа* – строгие аналитические методы. Множество методов такого рода можно свести к нескольким основным типам: МЭС [7], МСМ [8] и его модификации [4, 5], в том числе формализация на основе P -матриц, и дискретные модели [9, 10]. Указанные подходы являются модификацией метода теории цепей, где с помощью аналитических выражений описываются блоки, из которых состоит топология ПАВ-устройства, причем каждый блок имеет 2 акустических и 1 электрический вход. Основная задача в процессе моделирования – поиск функциональных зависимостей элементов матриц рассеяния, определенных на основе дифференциальных уравнений. Достоверность метода зависит от

используемых в моделях приближений и параметров акустических волн.

Особенностью применения аналитических методов является необходимость предварительного определения значений требуемых ключевых параметров ПАВ для всех структур. Такой подход в ряде случаев обеспечивает достаточно высокую для практических задач точность, однако не все физические эффекты можно учесть таким образом, что требует определенной модификации модели с возможностью учета различных вторичных эффектов. Тем не менее, в большинстве практических ситуаций аналитические методы обеспечивают приемлемое совпадение результатов расчетов и экспериментов и незаменимы на этапе синтеза и параметрической оптимизации устройств, поскольку их программная реализация обладает высоким быстродействием.

Третья группа – численные методы, среди которых широкое распространение получил непосредственно МКЭ и комбинация двух численных методов – МКЭ и метода граничных элементов (МКЭ/МГЭ; FEM/BEM) [11].

Численные методы расчета позволяют аппроксимировать достаточно сложные топологические конструкции моделью, содержащей конечное число элементов. Распространение ПАВ описывается дифференциальными уравнениями [12], разрешаемыми с учетом особенностей геометрии устройства, свойств материалов (подложки, электродов, отражателей) и граничных условий. Основное достоинство МКЭ – возможность описания всех происходящих волновых процессов в трехмерном пространстве. Задача сводится к решению дифференциальных уравнений относительно трех неизвестных компонентов механических смещений и электрического потенциала.

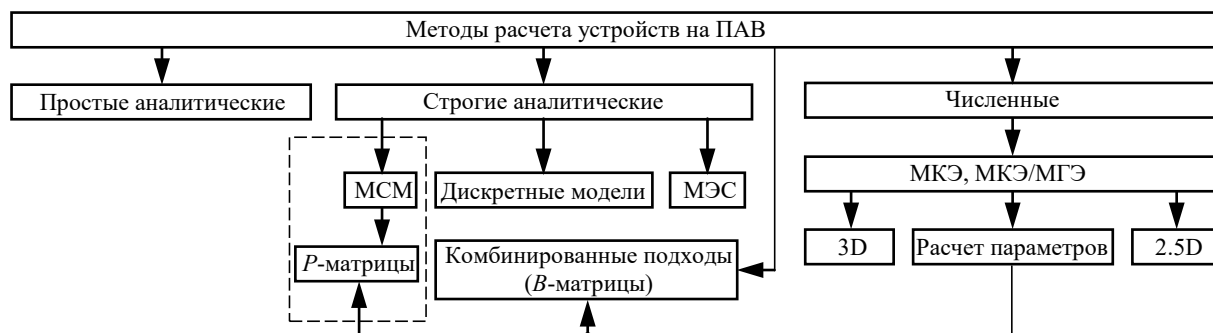


Рис. 3. Методы расчета и моделирования устройств на ПАВ

Fig. 3. Methods for calculating and simulating SAW-based devices

Проектируемое устройство может быть полностью рассчитано в трехмерном пространстве, для чего необходимо создать объемную модель и задать соответствующие константы материала. Однако учет множества параметров при 3D-моделировании реальных полноапертурных устройств приводит к резкому росту требований к вычислительным ресурсам и увеличению времени анализа. В ряде задач элементы модели (геометрии) можно представить в виде областей, содержащих периодические ячейки. В этом случае не требуется разбивать весь объем устройства на конечные элементы, а за счет определения периодических граничных условий можно выполнять расчет только в области малой ячейки, что позволяет существенно сократить количество неизвестных в системе уравнений. Также широкое распространение получили 2.5D-модели. В таких моделях рассматривается 2D-область, но с учетом третьего компонента смещения, что значительно сокращает машинное время. Однако круг задач, для которых применим данный подход, ограничен, как и возможности по анализу таких "вторичных" эффектов, как дифракция и угол отклонения потока энергии. Также под вопросом остается расчет аподизированных преобразователей.

Необходимо заметить, что численными методами можно определить ключевые параметры для аналитических моделей. При таком подходе можно выделить четвертый метод – комбинированный подход на основе иерархического каскадирования В-матриц [13], где все компоненты В-матриц предварительно определены с помощью МКЭ-анализа тестовых ячеек, причем в них уже содержится информация по распределению волны в глубину подложки.

Таким образом, у разработчиков устройств на ПАВ есть возможность выбрать тот или иной способ расчета и моделирования в зависимости от особенностей топологии разрабатываемого устройства.

Алгоритм расчета на основе модифицированной модели связанных мод и формализация подхода на базе P -матриц. Основной принцип моделирования устройств на ПАВ заключается в замене сложного реального объекта более простой моделью, доступной для элементарного математического описания. При таком упрощении игнорируются некоторые

особенности реальных фильтров, к которым относят различные "вторичные" эффекты. Классическая модель МСМ описывает свойства только одной основной акустической моды.

Системный подход к проектированию фильтров на ПАВ включает несколько важных этапов: синтез топологии, выбор структурообразующих элементов и материалов, создание математической модели, описывающей поведение волновых процессов в устройстве, а также оптимизацию параметров топологии, которые приведут к выполнению заданных технических требований.

В настоящей статье использован алгоритм расчета при построении физико-математической модели на основе МСМ и P -матриц. Расчет на основе МСМ нацелен на решение задачи, известной в теории цепей как задача анализа характеристик линейного пассивного устройства. Конечной целью является расчет частотных характеристик устройства. МСМ позволяет найти полный набор Y -параметров в зависимости от частоты, а по уже известным формулам теории цепей перейти к набору S -параметров, в том числе к АЧХ и фазочастотной характеристике (ФЧХ) фильтра.

Представим общий план аналитического подхода к расчету фильтров на ПАВ на основе МСМ и его формализации на базе P -матриц в графическом виде (рис. 4). Приведенная блок-схема с перечнем главных блоков и шагов лаконично характеризует описываемый подход.

Основная цель моделирования – рассчитать фильтр на ПАВ с характеристиками, удовлетворяющими техническим требованиям.

Шаг 1. Анализ технических требований на фильтр. Анализ позволяет установить основные ограничения на размеры конструкции и ограничения на материалы с учетом температурных уходов.

Шаг 2. Выбор геометрии фильтра с учетом сформулированных технических требований. На данном шаге проводится синтез топологии. В настоящей статье предложена электрическая схема фильтра, представляющая собой каскадное включение нескольких звеньев. Для того чтобы фильтр можно было изготовить в одном технологическом цикле, дополнительные согласующие и развязывающие LC -компоненты

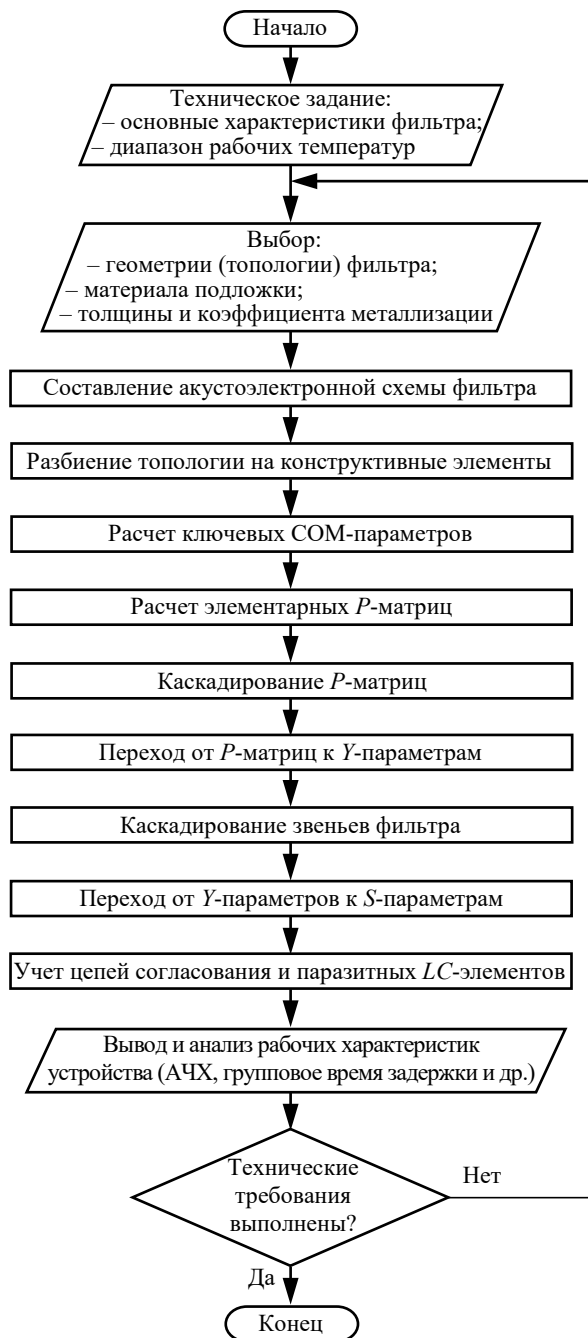


Рис. 4. Блок-схема методики расчета фильтра на ПАВ на основе модели связанных мод и P -матриц

Fig. 4. Block diagram of calculating and designing a SAW-based filter using the coupled modes model and the P -matrix model

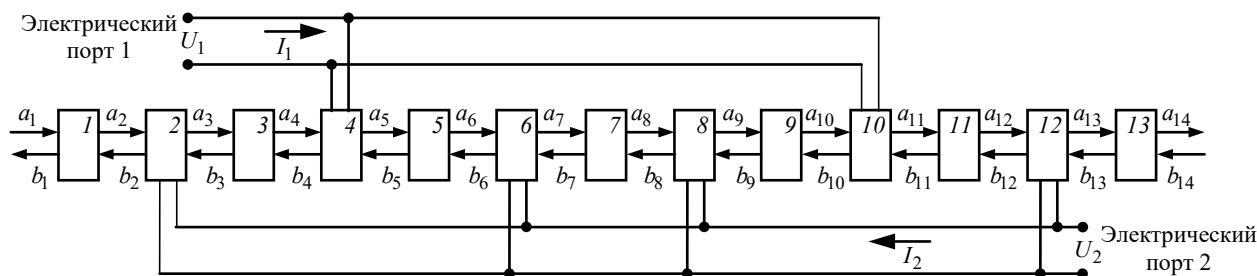


Рис. 6. Эквивалентная акустоэлектрическая схема звена DMS

Fig. 6. Equivalent acoustoelectric circuit of a DMS single channel

между звеньями не предусмотрены. В рамках описываемого подхода синтез топологии не рассматривается, она предполагается выбранной заранее. Исходя из технических требований, необходимо также определиться с пьезоэлектрическим материалом и технологией изготовления, в рамках которой можно сформировать представление о профиле электрода. Также предварительно выбираются коэффициент металлизации и толщина электрода. В отдельных случаях необходимо также определиться с материалом подслоя и его толщиной.

Шаг 3. Составление эквивалентных схем фильтра. В электрической схеме (рис. 5) фильтр, представленный четырехполюсником в системе Y -параметров, включен между генератором с собственной проводимостью Y_T , генерирующим ток I_T , и нагрузкой с проводимостью Y_H . На входном электрическом порту фильтра 1 действуют ток I_1 и напряжение U_1 ; на его выходном электрическом порту 2 формируются ток I_2 и напряжение U_2 . Эквивалентная акустоэлектрическая схема (рис. 6) звена DMS (см. рис. 1, в) включает блоки 1, 7, 13 – ОС; блоки 2, 4, 6, 8, 10, 12 – ВШП; блоки 3, 5, 9, 11 – зазоры. Каждый блок имеет 2 акустических и 1 электрический вход; $a_1 \dots a_{14}$; $b_1 \dots b_{14}$ – амплитуды волн на выходах и входах и акустических блоков соответственно.

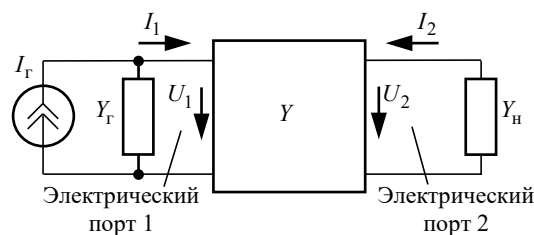


Рис. 5. Эквивалентная электрическая схема звена DMS

Fig. 5. Equivalent electric circuit of a DMS single channel

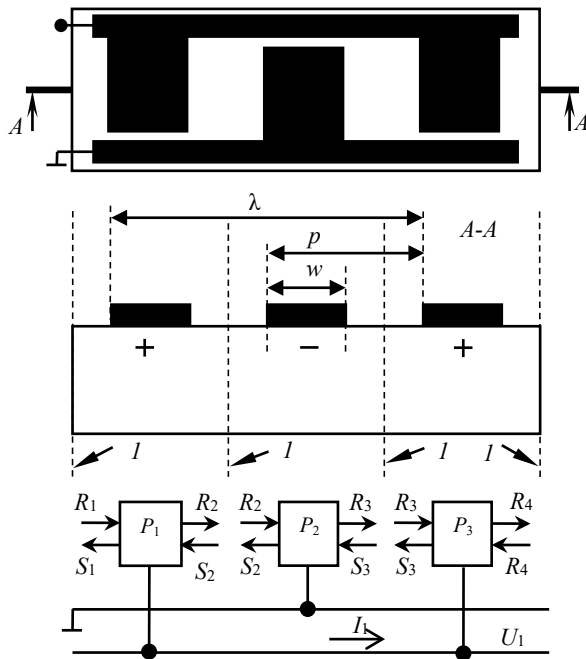


Рис. 7. Представление электродов ВШП в виде элементарных блоков P -матриц: l – границы элементарных блоков

Fig. 7. Representation of IDT electrodes in the form of elementary blocks of P -matrices: l – boundaries of elementary blocks

Шаг 4. После составления общей акусто-электрической схемы выбранную топологию, состоящую из необходимого числа ВШП, ОС и зазоров, нужно разбить на элементарные блоки на уровне электродов, элементарных отражателей и непосредственно зазоров. Представление электродов ВШП в виде элементарных блоков P -матриц представлено на рис. 7, где λ – длина акустической волны; p – период следования соседних электродов; w – ширина электрода; R_i , S_i ($i = \overline{1, 4}$) – входные и выходные волны элементарных блоков соответственно. Отношение w/p определим как коэффициент металлизации.

Согласно СОМ-подходу элементарные блоки описываются дифференциальными уравнениями для связанных акустических волн. Падающие волны R_i и отраженные волны S_{i+1} i -го блока описываются P -матрицами:

$$\begin{bmatrix} S_i \\ R_{i+1} \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{i11} & P_{i12} & P_{i13} \\ P_{i21} & P_{i22} & P_{i23} \\ P_{i31} & P_{i32} & P_{i33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_i \\ S_{i+1} \\ U_1 \end{bmatrix}.$$

Акустические элементы матрицы¹ P_{11} , P_{12} , P_{21} , P_{22} представляют коэффициенты передачи и отражения по акустическим портам и определяются как

$$P_{11} = r \exp(-j\beta p); \quad P_{12} = k_r \exp(-j\beta p),$$

где r – коэффициент отражения от одиночного электрода; k_r – коэффициент прохождения через электрод; $\beta = 2\pi f/\nu - \gamma$ – волновое число, причем ν – скорость акустической волны под электродом; γ – коэффициент затухания.

Элементы матрицы P_{13} , P_{23} показывают эффективность возбуждения ПАВ посредством подачи напряжения U_1 на шины ВШП. Элементы P_{31} , P_{32} характеризуют эффективность преобразования ПАВ в электрический ток I_1 в шинах ВШП; P_{13} , P_{23} , P_{31} , P_{32} прямо пропорциональны эффективному значению коэффициента электромеханической связи. Элемент P_{33} суммарной матрицы канала определяет искомую проводимость ВШП Y .

Для нахождения элементов P -матрицы необходим набор параметров МСМ (СОМ-параметров):

- скорости ПАВ на свободной и металлизированной поверхностях;
- скорость ПАВ под элементами ВШП и ОС;
- коэффициент отражения ПАВ от электрода;
- коэффициент прохождения ПАВ через электрод;
- эффективный коэффициент электромеханической связи;
- потери при распространении ПАВ;
- статическая емкость электрода;
- фазовый сдвиг между центрами отражения и возбуждения ПАВ.

При определении этих параметров необходимо учитывать значительное количество топологических, конструктивных и технологических особенностей устройств, в частности:

- геометрию элементарной ячейки ВШП;
- профиль электрода;
- геометрию шин ВШП и контактных площадок;

¹ Здесь и далее индекс i для упрощения записи опущен.

– коэффициент металлизации электродных структур;

– толщину металлизации.

Методика определения СОМ-параметров с помощью численного расчета представлена в [14, 15].

Шаг 5. Определение оптимальных значений конструктивных и технологических параметров, обеспечивающих получение фильтра с заданными характеристиками. В зависимости от выбранного профиля электрода, материала, толщины и коэффициента металлизации определяют необходимые СОМ-параметры, которые позволят сформировать P -матрицу.

Шаг 6. На основе СОМ-параметров формируются все элементарные P -матрицы, причем в СОМ-параметрах должны быть учтены все возможные источники потерь. Заметим, что этот учет может привести к искажениям АЧХ фильтра и, как следствие, к необходимости корректировки модели. Поэтому уже на стадии определения компонентов P -матрицы необходимо учитывать ряд таких "вторичных" эффектов, как рассеяние волны в глубь подложки, генерацию объемных волн на частотах выше рабочей и потери на распространение (за счет вязкостных свойств материала и за счет воздушной нагрузки).

Шаг 7. На основании определенных матриц элементов методом каскадирования формируются P -матрицы звеньев фильтра (рис. 8).

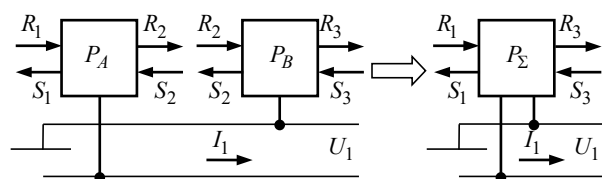


Рис. 8. Принцип каскадирования P -матриц

Fig. 8. P -matrix cascading principle

Соотношения каскадирования [8] сформированы исходя из условия равенства амплитуд и фаз акустических волн на границе элементарных блоков:

$$P_{\Sigma 11} = P_{A11} + P_{B11} \frac{P_{A21} P_{A12}}{1 - P_{B11} P_{A22}};$$

$$P_{\Sigma 12} = \frac{P_{A12} P_{B12}}{1 - P_{B11} P_{A22}}; \quad P_{\Sigma 21} = \frac{P_{B21} P_{A21}}{1 - P_{B11} P_{A22}};$$

$$P_{\Sigma 22} = P_{B22} + P_{A22} \frac{P_{B12} P_{B21}}{1 - P_{B11} P_{A11}};$$

$$P_{\Sigma 13} = P_{A13} + P_{A12} \frac{P_{B13} + P_{B11} P_{A23}}{1 - P_{B11} P_{A22}};$$

$$P_{\Sigma 23} = P_{B23} + P_{B21} \frac{P_{A23} + P_{A22} P_{B13}}{1 - P_{B11} P_{A22}};$$

$$P_{\Sigma 31} = P_{A31} + P_{A21} \frac{P_{B31} + P_{B11} P_{A32}}{1 - P_{B11} P_{A22}};$$

$$P_{\Sigma 32} = P_{B32} + P_{B12} \frac{P_{A32} + P_{A22} P_{B31}}{1 - P_{B11} P_{A22}};$$

$$P_{\Sigma 33} = P_{A33} + P_{B33} + P_{A32} \frac{P_{B13} + P_{B11} P_{A23}}{1 - P_{B11} P_{A22}} +$$

$$+ P_{B31} \frac{P_{A23} + P_{A22} P_{B13}}{1 - P_{A22} P_{B11}}.$$

Шаг 8. В зависимости от условий по электрическому входу и выходу по результатам расчета суммарной P -матрицы заполняется матрица проводимости, полностью описывающая устройство.

Так, для одиночного звена DMS (см. рис. 1, в; рис. 6) суммарные P -матрицы относительно входного и выходного электрических портов определяются соотношением

$$\begin{bmatrix} S_1 \\ R_{14} \\ I_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{\Sigma 11} & P_{\Sigma 12} & P_{\Sigma 13} \\ P_{\Sigma 21} & P_{\Sigma 22} & P_{\Sigma 23} \\ P_{\Sigma 31} & P_{\Sigma 32} & (P_{\Sigma 33})_{ik} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_1 \\ S_{14} \\ U_k \end{bmatrix} \bigg|_{U_j=0}$$

($i, k, j = 1, 2$), где I_i , U_k – токи и напряжения на входном ($i, k = 1$) и выходном ($i, k = 2$) электрических портах, $k \neq j$; $(P_{\Sigma 33})_{ik}$ – элемент суммарной матрицы, определяющий искомую проводимость ВПП в зависимости от состояния электрических портов.

Так, при $U_2 = 0$ имеем режим короткого замыкания по выходу, при котором определяется элемент матрицы $(P_{\Sigma 33})_{11}$, соответствующий

Y_{11} . Единственная возбужденная волна от входного преобразователя (см. рис. 6, элементы 4 и 10) с изменяющейся амплитудой распространяется по всей конструкции, претерпевает различ-

ные переотражения, и в результате по входному порту протекает ток I_1 . В этом режиме акустические волны подключенными к выходу преобразователями (см. рис. 6, элементы 2, 6, 8 и 12) не возбуждаются. Уравнение, связывающее ток I_2 и напряжение U_2 , исключается, элементы матрицы P_{13} , P_{31} , P_{23} , P_{32} и P_{33} обнуляются.

Аналогичное рассмотрение функционирования фильтра относительно I_2 при $U_1 = 1$, $U_2 = 0$ позволяет определить $(P_{\Sigma 33})_{21}$, соответствующий Y_{21} ; решение относительно I_1 при $U_1 = 0$, $U_2 = 1$ дает $(P_{\Sigma 33})_{12}$ и Y_{12} , относительно I_2 при $U_1 = 0$, $U_2 = 1$ – $(P_{\Sigma 33})_{22}$ и Y_{22} .

Определив элементы Y -матрицы, получаем описание проектируемого фильтра как двухпортового устройства:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}.$$

Шаг 9. Переход от набора Y -параметров к набору S -параметров. Четырехполосник удобно описывать не в виде набора Y -параметров, а в виде элементов матрицы рассеяния или S -параметров, поскольку рабочие характеристики фильтров (например, коэффициент передачи) описываются аналогичными характеристиками. Физический смысл S_{11} – коэффициент отражения на входе, S_{21} – комплексный коэффициент передачи. Чаще всего S -параметры определяются в тракте с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом. Связь между элементами Y - и S -матриц имеет следующий вид [16]:

$$S_{11} = \frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}};$$

$$S_{12} = \frac{-2Y_{12}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}};$$

$$S_{21} = \frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}};$$

$$S_{22} = \frac{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}},$$

где $Y_0 = 1/Z_0$.

Шаг 10. Каскадирование, необходимое в случае перемножения звеньев фильтра.

Шаг 11. Учет и расчет паразитных LC -элементов, которые могут существенно влиять на рабочие характеристики в реальных конструкциях, и особенно на высоких частотах. После изготовления пьезоэлектрические кристаллы с нанесенным топологическим рисунком необходимо поместить в корпус, произвести сборку, герметизацию. При установке в корпус возрастает влияние ряда паразитных пассивных LC -элементов. Вклад в указанные параметры вносят также контактные площадки и соединительные шины, реализующие топологию устройства. На рис. 9 представлены наиболее типичные паразитные элементы: C_{pr} – проходная емкость связи между входными и выходными контактными площадками; L_g – индуктивность заземляющих перемычек или сварок; C_1 и C_2 – суммарные входные и выходные емкости контактных площадок, шин и корпуса; L_1 и L_2 – индуктивности сигнальных перемычек или сварок. При необходимости

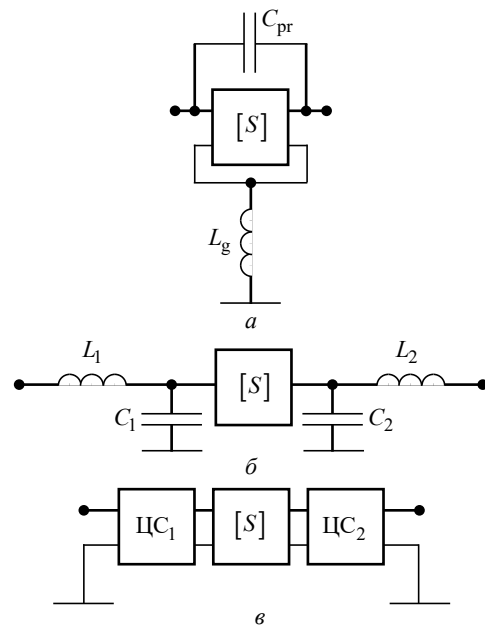


Рис. 9. Схемы учета паразитных элементов и цепей согласования: а – паразитной индуктивности на общий провод и проходной емкости; б – паразитных элементов по входу и выходу; в – цепей согласования по входу и выходу

Fig. 9. Scheme of accounting for parasitic elements and matching circuits: а – parasitic inductance to common and throughput capacity; б – parasitic elements at the input and output; в – input and output matching circuits

можно составить и включить в расчет и более сложные электрические схемы паразитных элементов. Качественные примеры таких схем для лестничных фильтров представлены в [17], а для DMS-фильтров в [18].

Шаг 12. Вывод и анализ рабочих характеристик устройства (АЧХ, групповое время задержки и др.) на соответствие техническим требованиям.

В случае несоответствия можно варьировать различными параметрами топологии, такими, как число пар ВШП и ОС, размер зазора, апертура преобразователя, толщина металлизации и коэффициент металлизации. В общем случае можно менять любые входные данные и пересчитывать характеристики.

Результаты. Процесс расчета фильтра на ПАВ в соответствии с предложенной методикой рассмотрен на примере создания комбинированного резонаторного фильтра. Математическая модель, описывающая волновые процессы, разработана на основе модели связанных мод и ее формализации на основе P -матриц с использованием теории цепей.

Предложенным способом на основе MCM спроектирован комбинированный резонаторный фильтр на вытекающих волнах на пьезоэлектрической подложке 49° YX-среза ниобата лития. Фильтр состоит из двух звеньев DMS и лестничного звена, которое является режекторным фильтром, обеспечивающим максимальное подавление в выбранной полосе частот. Результаты расчета MCM на базе P -матриц одного звена DMS представлены на рис. 10.

Для верификации полученных частотных характеристик результаты расчета методом MCM были сопоставлены с результатом расчета по МКЭ той же топологии в пакете COMSOL. Как следует из рис. 10, несмотря на то, что в основе этих двух подходов лежат абсолютно разные физико-математические модели, получены близкие результаты, что позволило перейти к моделированию остальных звеньев фильтра и получению АЧХ фильтра в целом.

На рис. 11 представлены результаты расчета и измерения АЧХ разработанного ПФ. Комбинированный резонаторный фильтр имеет абсолютную полосу пропускания 69.3 МГц, относительную полосу пропускания 5.8 %, вносимое затухание –3.7 дБ, неравномерность АЧХ – не более 1 дБ и гарантированное относительное затухание в полосе заграждения –50 дБ.

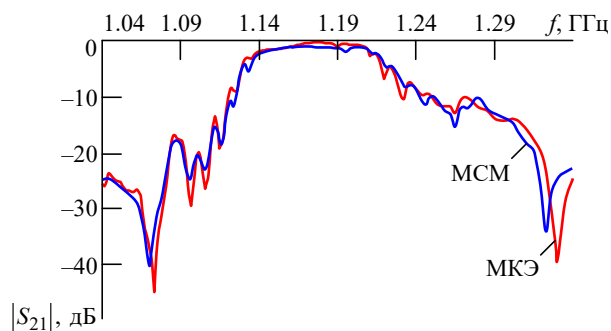


Рис. 10. Расчетная АЧХ одиночного звена DMS
Fig. 10. Calculated frequency response of single DMS link

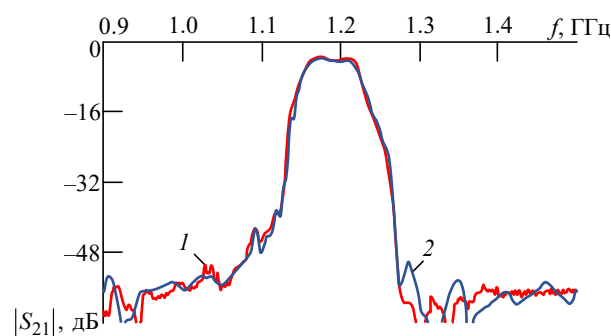


Рис. 11. АЧХ комбинированного резонаторного фильтра:
1 – измеренная; 2 – рассчитанная MCM
Fig. 11. Frequency response of the resonator combined filter:
1 – measured; 2 – calculated using the MCM

вносимое затухание –3.7 дБ, неравномерность АЧХ – не более 1 дБ и гарантированное относительное затухание в полосе заграждения –50 дБ.

Заключение. Представлено современное состояние подхода на основе MCM и P -матриц. Разработана концепция построения и предложена оригинальная конструкция резонаторного ПФ на вытекающих ПАВ на 49° YX-срезу ниобата лития.

Предложенный подход к проектированию фильтра на ПАВ позволяет быстро и относительно точно прогнозировать выходные характеристики на стадии моделирования, а следовательно, уменьшить число экспериментальных итераций и повысить эффективность разработки.

Результаты моделирования на основе MCM подтверждаются результатами как численных методов расчета, так и измерений характеристик экспериментальных образцов, что свидетельствует об адекватности рассмотренного подхода к моделированию. Сам подход можно рассматривать как инструмент прогнозирования и оценки характеристик разрабатываемых фильтров на ПАВ.

Список литературы

1. Фильтрация и спектральный анализ радиосигналов. Алгоритмы. Структуры. Устройства / под ред. Ю. В. Гуляева. М.: Радиотехника, 2020. 504 с.
2. Yantchev V., Turner P., Plessky V. COMSOL modeling of SAW resonators // IEEE Intern. Ultrasonics Symp. (IUS), Tours, Franc., 18–21 Sept. 2016. INSPEC Acc. № 16443703. 4 p. doi: 10.1109/ULTSYM.2016.7728546
3. Койгеров А. С. Лестничные фильтры на вытекающих поверхностных акустических волнах на подложке ниобата лития // Нано- и микросистемная техника. 2021. Т. 23, № 3. С. 139–147. doi: 10.17587/nmst.23.139–147
4. Дмитриев В. Ф. Вывод модифицированных уравнений связанных поверхностных акустических волн // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 9. С. 1134–1143.
5. Low-loss multimode 5-IDT SAW filter / J. Meltaus, V. P. Plessky, S. Harma, M. M. Salomaa // IEEE Trans. Ultrason. Ferroelect. Freq. Contr. 2005. Vol. 52, iss. 6. P. 1013–1019. doi: 10.1109/TUFFC.2005.1504023
6. Дмитриев В. Ф. Теория и расчет гибридного резонаторного фильтра на поверхностных акустических волнах с повышенным внеполосным подавлением // Журн. техн. физики. 2002. Т. 72, № 11. С. 83–89.
7. Веремеев И. В., Доберштейн С. А., Разгоняев В. К. Моделирование ПАВ-резонаторов и лестничных ПАВ-фильтров методом Р-матриц // Техника радиосвязи. 2018. Вып. 3 (38). С. 61–71. doi: 10.33286/2075-8693-2018-38-61-71
8. Plessky V. P., Koskela J. Coupling-of-modes analysis of SAW devices // Int. J. High Speed Electr. and Syst. 2000. Vol. 10, № 4. P. 867–947. doi: 10.1142/S0129156400000684
9. Sveshnikov B. Discrete analysis of regular systems // IEEE Intern. Ultrason. Symp., San Diego, USA, 11–14 Oct. 2010. P. 1890–1893. doi: 10.1109/ULTSYM.2010.5935881
10. Rukhlenko A. S. Nodal Analysis of Multitransducer SAW Devices // IEEE Ultrason. Symp., Seattle, USA, 7–10 Nov. 1995. P. 297–300. doi: 10.1109/ULTSYM.1995.495586
11. Analysis of SAW devices using FEM/BEM method and parallel computing / X. Perois, T. Pastureaud, P.-A. Girard, R. Lardat // IEEE Ultrason. Symp., Rotterdam, Netherlands, 18–21 Sept. 2005. P. 1564–1567. doi: 10.1109/ULTSYM.2005.1603158
12. Auld B. A. Acoustic Fields and Waves in Solids. Vol. 1. New York: Wiley, 1973. 414 p.
13. Fast GPU-assisted FEM simulations of 3D periodic TCSAW, IHP, and XBAR devices / J. Koskela, V. P. Plessky, B. A. Willemsen, P. J. Turner, B. Garcia, R. B. Hammond, N. O. Fenzi // IEEE Intern. Ultrason. Symp. (IUS), Glasgow, UK, 6–9 Oct. 2019. P. 181–184. doi: 10.1109/ULTSYM.2019.8926183
14. Koigerov A. S., Balysheva O. L. Numerical Approach for Extraction COM Surface Acoustic Wave Parameters from Periodic Structures Analysis // Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St Petersburg, Russia, 31 May–4 June 2021. INSPEC Acc. № 0809710. 6 p. doi: 10.1109/WECONF51603.2021.9470638
15. Койгеров А. С., Балышева О. Л. Численный анализ параметров псевдоповерхностных акустических волн в кристаллах ниобата и танталата лития // Радиотехника и электроника. 2021. Т. 66, № 12. С. 1224–1232.
16. Hong J., Lancaster M. J. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. John Wiley & Sons, Inc., 2001. 457 p.
17. Орлов В. С. Лестничные резонаторные фильтры на поверхностных акустических волнах для приемников навигационных систем // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10, № 5. С. 8–16.
18. Caron J., Malocha S. Electrical parasitic modeling in SAW RF filters // IEEE Ultrason. Symp., Munich, Germany, 8–11 Oct. 2002. P. 361–346. doi: 10.1109/ULTSYM.2002.1193420

Информация об авторе

Койгеров Алексей Сергеевич – кандидат технических наук (2011), доцент (2021) кафедры микро- и нанoeлектроники (МНЭ) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 25 научных публикаций. Сфера научных интересов – моделирование и проектирование микроприборов и устройств на поверхностных акустических волнах. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия. E-mail: a.koigerov@gmail.ru <https://orcid.org/0000-0002-6602-0528>

References

1. Aristarkhov G. M., Gulyaev Yu. V., Dmitriev V. F., Zajchenko K. V., Komarov V. V. *Fil'tratsiya i spektral'nyi analiz radiosignalov. Algoritmy. Struktury. Ustroistva* [Filtering and Spectral Analysis of Radio Signals. Algorithms. Structures. Devices] Ed. by Yu. V. Gulyaev. Moscow, Radiotekhnika, 2020, 504 p. (in Russ.)
2. Yantchev V., Turner P., Plessky V. COMSOL modeling of SAW resonators. Proc. IEEE Ultrason. Symp. 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/ULTSYM.2016.7728546
3. Koigerov A. S. Ladder Type Of Leaky Surface Acoustic Waves Filters On Substrate Of Lithium Niobate. Nano- and Microsystems Technology. 2021,

vol. 23, no. 3, pp. 139–147. doi: 10.17587/nmst.23.139-147 (In Russ.)

4. Dmitriev V. F. Modified equations of coupled surface acoustic waves. *J. of Communications Technology and Electronics*. 2009, vol. 54, no. 9, pp. 1134–1143. doi: 10.1134/S1064226909090137 (in Russ.)

5. Meltaus J., Plessky V. P., Harma S., Salomaa M. M. Low-loss multimode 5-IDT SAW filter. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelect. Freq. Contr.* Jun. 2005, vol. 52, pp. 1013–1019. doi: 10.1109/TUFFC.2005.1504023

6. Dmitriev V. F. Theory and Analysis of a Hybrid SAW-Resonator Filter with Enhanced Out-Of-Band Sup-Pression. *Technical Physics*. 2002, vol. 72, no. 11, pp. 1427–1433. doi: 10.1134/1.1522112

7. Veremeev I. V., Dobershtein S. A., Razgonyayev V. K. P-Matrix Modeling of Saw Resonators and Ladder-Type Saw Filters. *Radio Communication Technology*. 2018, iss. 3 (38), pp. 61–71. doi: 10.33286/2075-8693-2018-38-61-71 (in Russ.)

8. Plessky V. P., Koskela J. Coupling-of-Modes Analysis of SAW Devices. *Int. J. High Speed El. and Syst.* Dec. 2000, vol. 10, no. 4, pp. 867.

9. Sveshnikov B. Discrete Analysis of Regular Systems. *IEEE Ultrason. Symp.* 2010, pp. 1890–1893. doi: 10.1109/ULTSYM.2010.5935881

10. Rukhlenko A. S. Nodal Analysis of Multitransducer SAW Devices. *IEEE Ultrason. Symp. Proc.* 1995, pp. 297–300. doi: 10.1109/ULTSYM.1995.495586

11. Perois X., Pastureaud T., Girard P.-A., Lardat R. Analysis of SAW Devices Using FEM/BEM Method and

Parallel Computing. *IEEE Ultrasonics Symposium*. 2005, pp. 1564–1567. doi: 10.1109/ULTSYM.2005.1603158

12. Auld B. A. *Acoustic Fields and Waves in Solids*. New York, Wiley, 1973, 414 p.

13. Koskela J., Plessky V. P., Willemsen B. A., Turner P. J., Garcia B., Hammond R. B., Fenzi N. O. Fast GPU-Assisted FEM Simulations of 3D Periodic TCSAW, IHP, and XBAR Devices. *IEEE Intern. Ultrasonics Symp.* 2019, pp. 181–184. doi: 10.1109/ULTSYM.2019.8926183

14. Koigerov A. S., Balysheva O. L. Numerical Approach for Extraction COM Surface Acoustic Wave Parameters from Periodic Structures Analysis. *Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF)*. 2021, pp. 1–6, doi: 10.1109/WECONF51603.2021.9470638

15. Koigerov A. S., Balysheva O. L. Numerical Analysis of Parameters of Pseudosurface Acoustic Waves in Lithium Niobate and Tantalate Crystals. *J. of Communications Technology and Electronics*. 2021, vol. 66, no. 12, pp. 1388–1395.

16. Hong J., Lancaster M. J. *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons. Inc. 2001, 457 p.

17. Orlov V. S. The Ladder Resonator Filters on Surface Acoustic Waves for Receivers of Navigation Systems. *T-Comm*. 2016, vol. 10, no. 5, pp. 8–16. (in Russ.)

18. Caron J., Malocha S. Electrical Parasitic Modeling in SAW RF Filters. *Proc. IEEE Ultrasonics Symp.* 2002, pp. 361–346. doi: 10.1109/ULTSYM.2002.1193420

Information about the author

Aleksey S. Koigerov, Cand. Sci. (Eng.) (2011), Associate Professor (2021) of the Department of Micro- and Nano Electronics of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 25 scientific publications. Area of expertise: modeling and design of microdevices based on surface acoustic waves.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: a.koigerov@gmail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6602-0528>

Анализ состава нелинейных искажений при видеоимпульсных воздействиях с применением поведенческих нелинейных моделей электрических цепей

Э. В. Семенов^{1, 2✉}

¹ Институт сильноточной электроники Сибирского отделения
Российской академии наук, Томск, Россия

² Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,
Томск, Россия

✉ edwardsemyonov@narod.ru

Аннотация

Введение. Измерение нелинейных искажений видеоимпульсных сигналов представляет проблему, поскольку они имеют сплошной спектр. Для селекции сигнала нелинейных искажений в указанном случае применяют сравнение двух откликов объекта на два различных тестовых сигнала или сравнение отклика реального объекта и его линеаризованной модели. Такой подход не позволяет разделить различные физические факторы, приводящие к возникновению нелинейных искажений, что затрудняет последующую оптимизацию устройств.

Цель работы. Рассмотреть метод, который позволяет определить вклад различных источников в нелинейные искажения видеоимпульсных сигналов устройством.

Материалы и методы. Принцип рассматриваемого метода состоит в построении нелинейной поведенческой модели объекта и сравнении выходных сигналов модели при линеаризации некоторых (или всех) ее характеристических функций. Это дает возможность оценить вклад безынерционной, емкостной нелинейностей и нелинейности, связанной с рециркуляцией сигнала в обратных связях. Исследование выполнено на примере трехкаскадного усилителя видеоимпульсных сигналов (тестовые сигналы – ступенчатые функции), для которого синтезирована поведенческая модель в виде нелинейного рекурсивного фильтра второго порядка.

Результаты. Полный сигнал нелинейных искажений, полученный рассмотренным методом, оказался близок к сигналу, получаемому при вычитании откликов на два различных тестовых воздействия. Разделены искажения, обусловленные нелинейностями статической амплитудной характеристики и реактивностей емкостного характера, а также рециркуляцией энергии между реактивными накопителями разных типов. Установлено, что нелинейность амплитудной характеристики сказывается после окончания переходного процесса, нелинейность емкостного характера – в начале переходного процесса, а нелинейность рециркуляции энергии – в его средней части. Проиллюстрировано, что даже части нелинейных искажений ступенчатого сигнала, обусловленные отдельными физическими факторами нелинейности, превышают гармонические искажения радиоимпульсного сигнала.

Заключение. Рассмотренный метод представляется наиболее полезным при проектировании широкополосных устройств с обратными связями, поскольку область влияния нелинейности рециркуляции энергии оказывается сдвинутой далеко за пределы визуального окончания переходного процесса.

Ключевые слова: нелинейные искажения, видеоимпульсные сигналы, нелинейные поведенческие модели, безынерционная нелинейность, реактивная нелинейность

Для цитирования: Семенов Э. В. Анализ состава нелинейных искажений при видеоимпульсных воздействиях с применением поведенческих нелинейных моделей электрических цепей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 29–39. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-29-39

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (тема № FWRM-2021-0015).

Статья поступила в редакцию 12.12.2021; принята к публикации после рецензирования 14.02.2022; опубликована онлайн 27.04.2022



Analysis of the Structure of Nonlinear Distortions at Baseband Pulse Impacts Using Behavioral Nonlinear Models of Electrical Circuits

Edward V. Semyonov^{1,2} ✉

¹ Institute of High Current Electronics, Siberian Branch of Russian Academy of Sciences, Tomsk, Russia

² Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk, Russia

✉ edwardsemyonov@narod.ru

Abstract

Introduction. Measuring harmonic distortions of a baseband pulse signal constitutes a problem due to the continuous nature of their spectrum. In order to obtain nonlinear distortions of a signal, a comparison should be conducted either of the object's responses to two different test signals or those of the real object and its linearized model. However, such an approach does not distinguish between various physical factors that cause nonlinear distortions. This, as a result, complicates the optimization of devices.

Aim. To develop an approach capable of determining the contribution of various sources to the nonlinear distortion of baseband pulse signals.

Materials and methods. The method under consideration involves a synthesis of a nonlinear behavioral model for an object and a comparison of the model's output signals when linearizing some (or all) of the characteristic functions in this model. This allows distinguishing the contribution of inertialess, capacitive nonlinearity and nonlinearity associated with signal recirculation in feedbacks. An example of a three-stage baseband pulse amplifier (with step functions as test signals) is provided, for which a behavioral model was synthesized in the form of a second-order nonlinear recursive filter.

Results. The aggregate signal of nonlinear distortions obtained using the presented method was found to be similar to that obtained by subtracting the responses to two different test signals. Further, the distortions caused by static amplitude nonlinearity, capacitive reactivity nonlinearity and energy recirculation between different reactive storages were distinguished. The nonlinearity of the amplitude characteristic exhibits its effect at the end of the transient process, the nonlinearity with the capacitive nature – at the beginning of the transient process, and the nonlinearity of energy recirculation – in the middle part of the transient process. It is shown that even parts of the nonlinear distortions at step impact, caused by individual physical nonlinearity factors, exceed the harmonic distortions of a RF-pulse signal.

Conclusion. The considered method is particularly useful when designing wideband devices with feedbacks, since the nonlinearity of energy recirculation takes effect long after the visual end of the transient process.

Keywords: nonlinear distortion, baseband pulse signals, nonlinear behavioral models, inertialess nonlinearity, reactive nonlinearity

For citation: Semyonov E. V. Analysis of the Structure of Nonlinear Distortions at Baseband Pulse Impacts Using Behavioral Nonlinear Models of Electrical Circuits. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 29–39. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-29-39

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

Source of financing. The work was carried out within the state assignment of the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation (the project no. FWRM-2021-0015).

Submitted 12.12.2021; accepted 14.02.2022; published online 27.04.2022

Введение. В различных радиотехнических системах постоянно возрастают требования к динамическому диапазону, который на практике ограничивается нелинейными искажениями сигналов устройствами.

Методам и средствам измерения нелинейных искажений сигналов посвящено значительное количество работ (например, [1–4]). Однако в большей их части рассматриваются нелинейные

искажения узкополосных сигналов или сигналов, состоящих из небольшого числа гармонических составляющих. Известны также методы, где в качестве тестовых используются полосовые сигналы (например, шумы [5] или сигналы, состоящие из большого количества близкорасположенных гармонических составляющих [6]).

Измерение нелинейных искажений видеоимпульсных сигналов представляет большую

проблему, так как эти сигналы имеют сплошной спектр. В этом случае наблюдение комбинационных спектральных составляющих и гармоник невозможно. Методы измерения нелинейных искажений сигналов со сплошным спектром основываются, так или иначе, на сравнении двух или более таких сигналов. Это могут быть, в частности, отклики объекта на два различных тестовых сигнала [7, 8]. Однако такой подход неудобен тем, что получаемый сигнал нелинейных искажений, строго говоря, нельзя отнести ни к одному из сравниваемых откликов, что затрудняет интерпретацию таких измерений. Второй вариант – сравнение тестового сигнала на входе объекта и отклика объекта на него. Для их сравнения нужно синтезировать линеаризованную модель объекта и найти разность отклика объекта и его линеаризованной модели [9–11].

Результаты описанного тестирования вполне можно использовать при определении характеристик готовых устройств. Однако для их оптимизации (снижения нелинейных искажений и расширения динамического диапазона) такие измерения использовать затруднительно (впрочем, как и измерения методом гармоник и комбинационных частот). Действительно, в активных элементах имеется два разных источника нелинейности – нелинейная проводимость и нелинейная емкость приборов. При проектировании устройств с большим динамическим диапазоном важно понимать, какой из источников нелинейности в большей степени обуславливает наблюдаемые искажения.

Цель настоящей статьи – рассмотреть метод, позволяющий определить вклад различных источников нелинейности в нелинейные искажения устройством видеоимпульсных сигналов.

Принцип селекции сигнала нелинейных искажений с разложением на составляющие. Принцип предложенного метода состоит в том, что в качестве модели объекта используется не линеаризованная модель, как в [9–11], а нелинейная, содержащая несколько нелинейных характеристических функций, отражающих разные источники нелинейности. Линеаризовав все характеристические функции, получим линейную модель устройства и определим полные нелинейные искажения им сигналов. Заме-

нив некоторые из линеаризованных характеристических функций на исходные нелинейные функции, определим вклады источников нелинейных искажений, описываемых соответствующими характеристическими функциями.

Разложение сигнала нелинейных искажений на составляющие, основанное на поведенческой нелинейной модели. Для реализации изложенного принципа в качестве нелинейной модели можно было бы использовать, например, модель принципиальной схемы, построенную на обычных SPICE-моделях элементов. Однако такие модели для рассматриваемой задачи слишком сложны и подробны. Они могут содержать до нескольких десятков и более нелинейных функций. Анализ вкладов такого количества функций в общие искажения весьма трудоемок и практически излишен. Кроме того, покомпонентный анализ нелинейных искажений может быть полезен и в том случае, когда полная модель на уровне принципиальной схемы отсутствует (например, для больших систем). Поэтому представляется, что для решения рассматриваемой задачи целесообразно использовать модели, основанные на измерениях, т. е. поведенческие.

Поведенческих нелинейно-инерционных моделей, пригодных для видеоимпульсного режима, известно достаточно много [12–14]. Далее использована модель (рис. 1, а), представляющая хороший компромисс между точностью моделирования и сложностью модели [15].

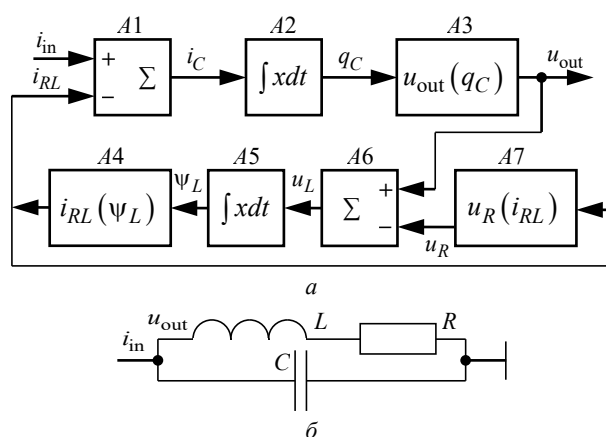


Рис. 1. Структурная схема используемой нелинейно-инерционной модели (а) и сопоставляемый ей эквивалентный двухполюсник с нелинейными элементами (б)

Fig. 1. Block diagram of the used nonlinear dynamical model (а) and a respective equivalent bipolar network with nonlinear elements (б)

Модель представляет собой нелинейный рекурсивный фильтр второго порядка, но уже способна разделить основные источники нелинейности в объекте: нелинейность амплитудной характеристики, реактивную нелинейность емкостей объекта и нелинейность, образующуюся при охвате нелинейно-инерционных элементов обратными связями. Для удобства описания динамики работы модели ей сопоставляется эквивалентный двухполюсник (рис. 1, б) из нелинейной емкости C , параллельно которой присоединены последовательно включенные нелинейный резистор R и нелинейная индуктивность L [15]. В качестве входного сигнала формально рассматривается ток падающей волны i_{in} . Это позволяет рассматривать выходной сигнал интегратора $A2$ как заряд емкости C . Реактивная нелинейность емкостного характера представлена кулон-вольтовой характеристикой узла $A3$ $u_{out}(q_C)$, реактивная нелинейность индуктивного характера – вебер-амперной характеристикой $i_{RL}(\psi_L)$. Ток заряда емкости определяется разностью входного тока i_{in} и тока RL -цепи i_{RL} , определяемого магнитным потоком индуктивности ψ_L . Выходным напряжением u_{out} является напряжение на емкости.

Индуктивность (рис. 1, а, $A5$) характеризует выброс на плоской вершине переходной характеристики. Он может быть связан с наличием в схеме индуктивностей или обратных связей. Ее магнитный поток ψ_L определяется как интеграл от напряжения на ней $u_L = u_{out} - u_R$, где u_R – напряжение на резисторе (рис. 1, а, $A6$). Нелинейность резистора описывается ампер-вольтовой характеристикой $u_R(i_{RL})$ узла $A7$ (рис. 1, а).

В установившемся режиме выходные сигналы интеграторов $A2$ и $A5$ постоянны, следовательно, их входные сигналы равны нулю. Отсюда следует, что в установившемся режиме $i_{in} = i_{RL}$ и $u_{out} = u_R$. Отсюда следует, что ампер-вольтовая характеристика резистора $u_R(i_{RL})$ определяет статическую амплитудную характеристику цепи $u_{out}(i_{in})$.

Подчеркнем, что приведенная ассоциация модели, представленной на рис. 1, а, с нелинейным RLC -двухполюсником служит только для пояснения динамики работы модели и может не соответствовать физическим процессам в моделируемом устройстве. Например, рециркулирование энергии по безындуктивным обратным связям в моделируемой цепи приводит к таким же сигнальным эффектам, как и обмен энергией между емкостным и индуктивным накопителями в RLC -цепи.

Следующий аспект метода, который нужно конкретизировать, – какие именно сигналы будут сравниваться для формирования сигнала нелинейных искажений. В классических методах с линейной моделью [9–11] сравнивается измеренный отклик нелинейного объекта и его линеаризованной модели. В данном случае с линейной моделью нужно сравнивать не только сигнал, полученный под влиянием всех источников искажений (реальный отклик объекта), но и отклик при исключении части источников нелинейности. Такой сигнал можно только смоделировать, но не получить реально. Поэтому приходим к методу, предусматривающему сравнение с линейной моделью сигналов нелинейной модели объекта со всеми либо только с некоторыми источниками нелинейности.

Обозначим отклик модели, в которой все три функции $u_R(i_{RL})$, $u_{out}(q_C)$ и $i_{RL}(\psi_L)$ нелинейны, как $u_{RCL}(t)$. В этом обозначении R , C и L символически соответствуют функциям $u_R(i_{RL})$, $u_{out}(q_C)$ и $i_{RL}(\psi_L)$. Например, если ампер-вольтовая характеристика $u_R(i_{RL})$ заменяется ее линеаризацией, обозначение выходного сигнала приобретет вид $u_{0CL}(t)$. Таким образом, отклик полностью линеаризованной модели обозначается как $u_{000}(t)$. В принятой системе обозначений полный сигнал нелинейных искажений обозначается как

$$\varepsilon_{RCL}(t) = u_{RCL}(t) - u_{000}(t), \quad (1)$$

а сигнал нелинейных искажений с исключенным вкладом статической амплитудной характеристики – как

$$\varepsilon_{0CL}(t) = u_{0CL}(t) - u_{000}(t). \quad (2)$$

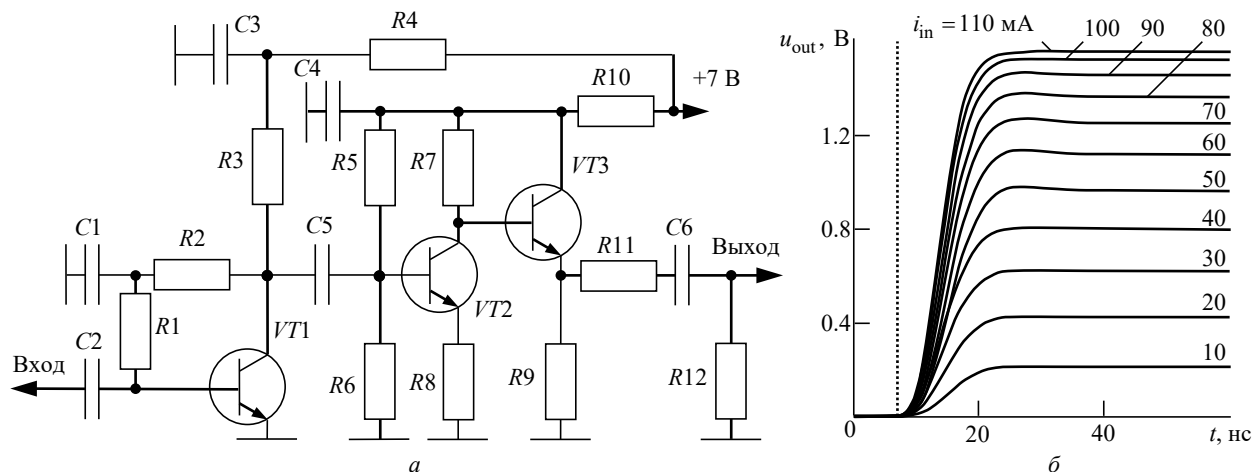


Рис. 2. Схема малошумящего видеоимпульсного усилителя (а) и его измеренные переходные характеристики (б)

Fig. 2. Scheme of a low-noise baseband pulse amplifier (a) and its measurement step responses (b)

При описанном подходе качество оценки нелинейных искажений будет полностью определяться этапом экстракции параметров нелинейной модели.

Пример видеоимпульсной схемы и параметризация характеристик ее модели. В качестве примера используем малошумящий видеоимпульсный усилитель, принципиальная схема которого представлена на рис. 2, а. Номиналы элементов схемы приведены в таблице. На рис. 2, б приведено экспериментально измеренное семейство переходных характеристик данного усилителя. Входным параметром является установившееся значение тока падающей волны, измеренное на согласованной нагрузке (50 Ом) входного коаксиального волновода, подключенной вместо исследуемого усилителя. Пунктирная линия на рис. 2, б обозначает момент поступления ступенчатого входного воздействия.

Как показано в [15], погрешность модели, представленной на рис. 1, а, по отношению к схеме на рис. 2, а составляет 1.7 % для ступенчатого сигнала, на котором осуществлялась экстракция параметров модели.

Из приведенного семейства по представленной в [15] методике определяются характеристики $u_R(i_{RL})$, $u_{out}(q_C)$ и $i_{RL}(\psi_L)$ (рис. 3). Характеристики $u_R(i_{RL})$ и $u_{out}(q_C)$ нелинейны, что обуславливает наблюдаемое на рис. 2, б изменение длительности переходного процесса при изменении амплитуды входного сигнала. Вебер-амперная характеристика $i_{RL}(\psi_L)$ в рассматриваемой схеме определяет

Номиналы элементов эквивалентной схемы на рис. 2
The ratings of the equivalent circuit elements at Fig. 2

Обозн.	Номинал	Обозн.	Номинал	Обозн.	Тип
R1	2.7 кОм	C1	1.2 пФ	VT1	BFR540
R2	2.0 кОм	C2	0.1 мкФ	VT2	BFR505
R3	56 Ом	C3	1.0 мкФ	VT3	BFR505
R4	91 Ом	C4	2.2 мкФ		
R5	10 кОм	C5	0.1 мкФ		
R6	2.4 кОм	C6	0.1 мкФ		
R7	62 Ом				
R8	27 Ом				
R9	82 Ом				
R10	62 Ом				
R11	43 Ом				
R12	51 кОм				

ся свойствами каскада с обратной связью на транзисторе VT1. Рециркуляция энергии по цепи обратной связи приводит к появлению выброса на плоской вершине переходных характеристик, зависимость размаха которого от амплитуды входного сигнала отражается нелинейностью $i_{RL}(\psi_L)$.

На практике непосредственное использование кривых, представленных на рис. 3, для анализа нелинейных искажений сигналов устройством невозможно. Действительно, эти кривые без дополнительных вычислений имеют смысл только по окончании переходного процесса, когда разница между i_{in} и i_{RL} , а также между u_{out} и u_R (см. рис. 1) исчезает. Но в установившемся режиме свойства устройства полностью определяются амплитудной характеристикой $u_R(i_{RL})$ (рис. 3). Таким образом, только эта характеристика может быть использована без дополнительных вычислений.

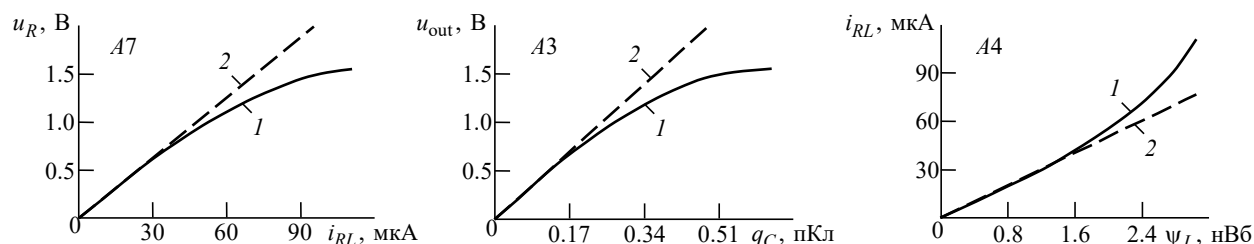


Рис. 3. Семейство нелинейных безынерционных функций узлов, использованных в модели на рис. 1 (1) и их линейаризации (2)
Fig. 3. A set of nonlinear inertialess functions of the nodes used in the model in Fig. 1 (1) and their linearizations (2)

Проверка адекватности используемого метода. Рассмотренный метод оценивает нелинейные искажения только по сигналам модели, в которую предварительно передана информация о нелинейных свойствах объекта. Проверим, насколько адекватные результаты дает такой метод.

Как указано ранее, модель рис. 1, а практически без погрешности представляет реакцию схемы рис. 2, а на ступенчатый сигнал, на котором осуществлялась экстракция параметров модели. Определим дополнительно, насколько правильно данная модель позволит определить нелинейные искажения таких сигналов.

В качестве референсного будем использовать известный метод сравнения реального отклика объекта $u_{re}(t)$ на тестовый сигнал $i_{in}(t)$ и отклика линейаризованной модели объекта на этот же сигнал [7–11]. Такой метод имеет ряд модификаций, наиболее удобная из которых изложена, по мнению автора, в [7]. По указанному методу нелинейные искажения $\varepsilon(t)$ применительно к рассматриваемой ситуации определяются как

$$\varepsilon_{re}(t) = u_{re}(t) - F^{-1} \left\{ \frac{F[u_{re0}(t)]}{F[i_{in0}(t)]} \right\} * i_{in}(t), \quad (3)$$

где F^{-1} и F – обратное и прямое преобразование Фурье соответственно; $i_{in0}(t)$ и $u_{re0}(t)$ – тестовый сигнал малой амплитуды и отклик объекта на него соответственно; $*$ – символ свертки. Если реакция объекта на сигнал $i_{in0}(t)$ описывается лишь линейными частями характеристических функций, компонент $F^{-1} \left\{ F[u_{re0}(t)] / F[i_{re0}(t)] \right\}$ в (3) представляет

малосигмальную импульсную характеристику объекта, т. е. дает его линейаризованную модель.

Применительно к рассматриваемому примеру цепи в качестве тестового сигнала малой амплитуды $i_{in0}(t)$ будем использовать ступенчатую функцию тока амплитудой 10 мкА и рассматривать отклик на этот сигнал (рис. 2, б). Нелинейные искажения $\varepsilon_{re}(t)$ найдем для тестового сигнала с размахом 40 мкА (этот сигнал находится примерно посередине диапазона семейства измеренных переходных характеристик). Отклик объекта $u_{re}(t)$ на этот сигнал приведен на рис. 4. На этом же рисунке представлены результаты вычисления нелинейных искажений по формуле (3) ($\varepsilon_{re}(t)$, референсный метод) и рассматриваемым методом $\varepsilon_{RCL}(t)$. Искажения нормированы на установившееся значение выходного напряжения усилителя $u_{re}(t)$.

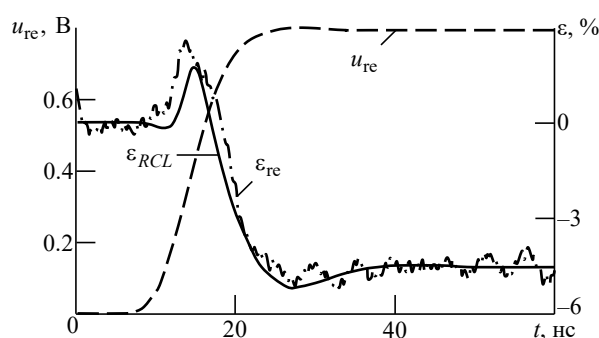


Рис. 4. Отклик усилителя на ступенчатый сигнал с размахом 40 мкА (u_{re}). Его нелинейные искажения, полученные референсным методом (ε_{re}) и рассматриваемым методом (ε_{RCL})

Fig. 4. The amplifier's response to the step signal with a span of 40 μ A (u_{re}). Its nonlinear distortions obtained by the reference method (ε_{re}) and the considered method (ε_{RCL})

Наряду с этим на рис. 5 приведены полные нелинейные искажения $\varepsilon_{RCL}(t)$, вычисленные только по выходным сигналам модели устройства (см. рис. 1, а). Видно, что результат оценивания нелинейных искажений по модели качественно и количественно хорошо совпадает с результатом, полученным референсным методом измерения нелинейных искажений для схемы по рис. 2, показанным на рис. 4. Конечно, такое совпадение получено для конкретного уровня нелинейности (порядка нескольких процентов). Однако можно рассчитывать, что оно может быть обеспечено и для меньших нелинейных искажений за счет должной тщательности определения характеристик нелинейной модели устройства.

Отметим, что по зависимостям $\varepsilon_{ге}(t)$ или $\varepsilon_{RCL}(t)$ практически невозможно составить представление об относительном вкладе нелинейности статической амплитудной характеристики устройства и нелинейности реактивных элементов (в данном случае емкостей $p-n$ -переходов). Может создаться впечатление, что нелинейные искажения пропорциональны выходному сигналу и проявляются без запаздывания относительно него, т. е. обусловлены только амплитудной характеристикой объекта.

Покомпонентный анализ нелинейных искажений ступенчатого сигнала. Выполним анализ составляющих нелинейных искажений ступенчатого сигнала (рис. 5). Размах входного тестового сигнала (40 мкА) выбран примерно посередине параметризованной амплитудной характеристики усилителя (0...110 мкА). Сигнал $u_{RCL}(t)$ на рис. 5 представляет отклик нелинейной модели на выбранный тестовый сигнал. Кроме того, на рис. 5 изображены полные нелинейные искажения ступенчатого сигнала ε_{RCL} , а также нелинейные искажения с исключенным вкладом нелинейности ампервольтовой (ε_{0CL}), кулон-вольтовой (ε_{R0L}) и вебер-амперной (ε_{RC0}) характеристик. Кривые нормированы к установившемуся значению выходного напряжения. Максимальное значение нелинейных искажений составляет 5,2 %. Отрицательные значения представленных функций указывают на ограничение сигнала

при его нелинейном искажении, поскольку при этом в (1) или (2) отклик объекта оказывается меньше отклика линеаризованной модели.

Первый вывод, который следует из рис. 5, – нелинейность статической амплитудной характеристики далеко не в полной мере определяет нелинейные искажения (как можно было бы заключить исходя из того, что сигнал ε_{RCL} визуально примерно пропорционален u_{RCL}). Действительно, при исключенной статической нелинейности (кривая ε_{0CL}) искажения имеют заметное значение (0,4...4 %) не только в начале переходного процесса, но и когда переходный процесс визуально практически завершился (кривая u_{RCL}). В данном случае статическая нелинейность определяет нелинейные искажения только в области времен более 27 нс от начала переходного процесса.

Сравнивая кривые ε_{RCL} и ε_{R0L} , можно видеть, что нелинейность кулон-вольтовой характеристики вносит наибольший вклад в самом начале переходного процесса. Без этой нелинейности искажения не превысили бы 1 % в области времен 0...11 нс от его начала. Это означает, например, что в случае использования усилителя, изображенного на рис. 2, а (или

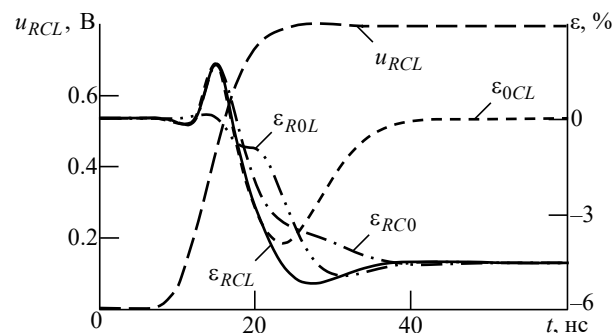


Рис. 5. Отклик модели рис. 1 на ступенчатый сигнал с размахом 40 мкА (u_{RCL}). Полные нелинейные искажения отклика (ε_{RCL}); нелинейные искажения с исключенным вкладом статической нелинейности (ε_{0CL}), емкостной нелинейности (ε_{R0L}) и нелинейности обратных связей (ε_{RC0})

Fig. 5. The response of the model in Fig. 1 to the step signal with a span of 40 μ A (u_{RCL}). The aggregate nonlinear distortion of the response (ε_{RCL}); the distortions with excluded influence of the static nonlinearity (ε_{0CL}), the capacitive nonlinearity (ε_{R0L}) and the loop back nonlinearity (ε_{RC0})

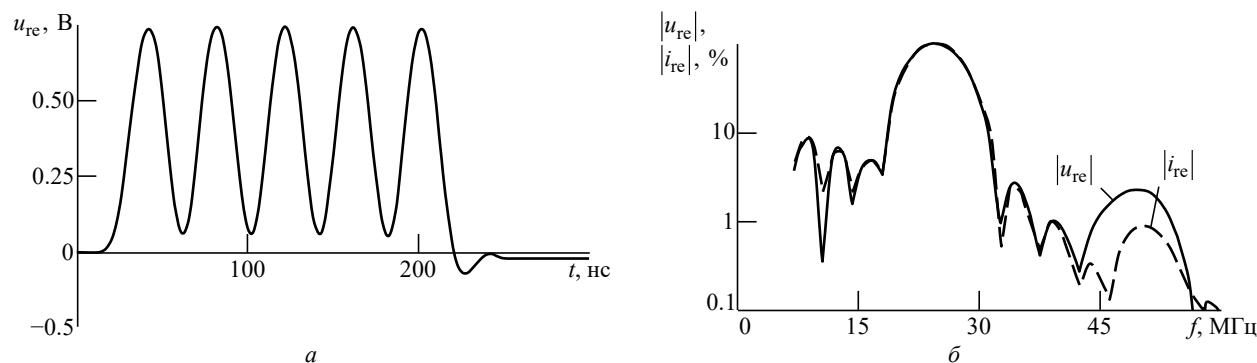


Рис. 6. Сигнал на выходе усилителя рис. 2, *a* при его тестировании радиоимпульсным сигналом (*a*).

Участки спектров входного ($|i_{re}|$) и выходного ($|u_{re}|$) сигналов в пределах первой и второй гармоник (*b*)

Fig. 6. The signal at the output of the amplifier in Fig. 2, *a* when tested with a RF-pulse signal (*a*). Sections of the spectra of the input signal ($|i_{re}|$) and the output signal ($|u_{re}|$) within the limits of the first and second harmonics (*b*)

аналогичного), для обработки короткоимпульсных сигналов (в цифровых системах связи, измерительных или локационных системах) в основном нужно обращать внимание на нелинейность вольт-фарадной характеристики используемых транзисторов.

Нелинейность обратных связей влияет на заключительную часть (10...27 нс) переходного процесса. Это следует из сравнения кривых ε_{RCL} и ε_{RC0} на рис. 5. На схеме (см. рис. 2, *a*) нелинейность этого типа определяется обратной связью в первом каскаде (транзистор *VT1*).

Сопоставление с методом гармоник. Для сравнения выполним тестирование того же усилителя (см. рис. 2) методом гармоник. Поскольку схема рассчитана на воздействие однополярных сигналов, в качестве тестового сигнала используем радиоимпульс длительностью 200 нс и частотой 25 МГц со смещением на половину амплитуды сигнала. Амплитуду сигнала со смещением выберем такой же, как размах ступенчатого сигнала в предыдущих тестах (40 мкА). Зарегистрированный на выходе усилителя сигнал $u_{re}(t)$ приведен на рис. 6, *a*. На рис. 6, *b* приведен участок амплитудного спектра этого сигнала $|u_{re}(f)|$ в пределах от первой до второй гармоники. Спектр нормирован на его максимальное значение. Для сравнения приведен аналогичный участок спектра входного сигнала $|i_{re}(f)|$, нормированный по тому же принципу.

Коэффициент второй гармоники в выходном сигнале составляет 2.3 %. Это существен-

но меньше, чем нелинейные искажения ступенчатого сигнала (5.2 %, см. рис. 4 и 5). Даже нелинейные искажения с исключенным вкладом нелинейности статической амплитудной характеристики ε_{0CL} (рис. 5) оказываются больше (3.9 %). Причиной тому служат три обстоятельства. Во-первых, часть нелинейных искажений имеет спектральные составляющие на частоте первой гармоники (25 МГц), но эта часть искажений недоступна наблюдению в рамках метода гармоник. Во-вторых, в методе гармоник всегда наблюдают лишь ограниченное их число. Энергия нелинейных искажений высших гармоник, начиная с некоторой границы, игнорируется. В-третьих, частота гармонического сигнала выбирается в несколько раз ниже верхней граничной частоты устройства (для возможности наблюдения высших гармоник). Такой сигнал в меньшей степени искажается за счет реактивных нелинейностей (нелинейных емкостей транзисторов).

Из рис. 6 видно также, что при измерении гармоник большую проблему представляют собственные нелинейные искажения сигналов генератором (что следует из сравнения спектров на рис. 6, *b*). В рассматриваемом эксперименте они примерно втрое меньше искажений выходного сигнала, и поэтому величина второй гармоники в нем измеряется с приемлемой погрешностью. Однако для измерения гармонических нелинейных искажений малых сигналов обеспечение чистоты выходного спектра генератора представляет собой большую техническую проблему. Ступенчатый же сигнал явля-

ется, по существу, бинарным, и приближение к идеальной функции Хевисайда может быть реализовано за счет применения быстродействующих ключевых элементов.

Заключение. При разработке радиоэлектронных средств с большим динамическим диапазоном полезно иметь метод, позволяющий на основе измерений оценить вклад различных источников нелинейности в общие искажения сложных и импульсных сигналов. Принцип такой оценки может состоять в построении простой поведенческой модели объекта разработки, включающей безынерционные, емкостные источники нелинейности и нелинейности, связанные с наличием обратных связей.

Простые поведенческие нелинейно-инерционные модели (например, второго порядка) на тех сигналах, на которых производилась экстракция их параметров, дают достаточное качество моделирования нелинейных искажений величиной несколько процентов. Поэтому дальнейший анализ вкладов различных факторов нелинейности с их помощью будет адекватным.

Характер влияния нелинейности емкостного характера предсказуем априори: она практи-

чески полностью определяет нелинейные искажения в начале переходного процесса. Однако в отношении нелинейности обратных связей и статической нелинейности можно сделать неочевидное заключение. Влияние нелинейности обратных связей продолжается и в том диапазоне времен, где визуально переходный процесс практически завершился. Соответственно область исключительного влияния статической нелинейности оказывается сдвинутой далеко за пределы окончания переходного процесса. В связи с этим следует с особым вниманием относиться к использованию обратных связей в высокочастотных видеоимпульсных схемах с большим динамическим диапазоном.

Преимуществом предложенного метода по сравнению с методом гармоник является отсутствие требований к линейности генератора сигналов. Уменьшение погрешности формирования ступенчатых функций может быть реализовано за счет применения быстродействующих ключей. Кроме того, метод гармоник для приведенного примера показывает нелинейные искажения примерно вдвое меньше тех, которые наблюдаются на ступенчатом сигнале.

Список литературы

1. Brockbank R. A., Wass C. A. A. Non-linear distortion in transmission systems // J. of the Institution of Electrical Engineers. Pt. III: Radio and Communication Engineering. 1945. Vol. 92, № 17. P. 45–56. doi: 10.1049/ji-3-2.1945.0011
2. Total harmonic distortion measurement system of electronic devices up to 100 MHz with remarkable sensitivity / T. Komuro, S. Sobukawa, H. Sakayori, M. Kono, H. Kobayashi // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 2007. Vol. 56, № 6. P. 2360–2368. doi: 10.1109/TIM.2007.904548
3. Nonlinear dynamic RF system characterization: envelope intermodulation distortion profiles – a noise power ratio-based approach / R. Figueiredo, N. B. Carvalho, A. Piacibello, V. Camarchia // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2021. Vol. 69, № 9. P. 4256–4271. doi: 10.1109/TMTT.2021.3092398
4. Characterization of intermodulation and memory effects using offset multisine excitation / S. Farsi, P. Draxler, H. Gheidi, B. K. J. C. Nauwelaers, P. Asbeck, D. Schreurs // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2014. Vol. 62, № 3. P. 645–657. doi: 10.1109/TMTT.2014.2302745
5. Lavrador P. M., Pedro J. C. Evaluation of signal-to-noise and distortion ratio degradation in nonlinear systems // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2004. Vol. 52, № 3. P. 813–822. doi: 10.1109/TMTT.2004.823543

6. Martins J. P., Carvalho N. B., Pedro J. C. Intermodulation distortion of third-order nonlinear systems with memory under multisine excitations // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2007. Vol. 55, № 6. P. 1264–1271. doi: 10.1109/TMTT.2007.896794
7. Семенов Э. В., Семенов А. В. Использование разности сверток тестовых сигналов и откликов объекта для исследования нелинейности преобразования сверхширокополосных сигналов // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52, № 4. С. 480–485.
8. Semyonov E., Loschilov A. Measurements of the nonlinearity of the ultra wideband signals transformation / ed. by M. Matin // Ultra Wideband Communications: Novel Trends – System, Architecture and Implementation. Rijeka, Croatia: InTech, 2011. P. 3–16. doi: 10.5772/16867
9. Иванов И. Ф., Трофимов В. С. О едином методе измерения нелинейности импульсных устройств // Радиотехника. 1963. Т. 18, № 2. С. 52–60.
10. The IM microscope: a new approach to nonlinear analysis of signals in satellite communications systems / D. S. Arnstein, X. T. Vuong, C. B. Cotner, H. M. Daryanani // COMSAT Technical Review. 1992. Vol. 22, № 1. P. 93–123. URL: <http://www.comsatlegacy.com/COMSAT Technical Review/CTR Spring 1992, INT-VI and Sig Process, V. 22-1.PDF> (дата обращения 07.12.2021)
11. Calculating passive intermodulation products with IM Microscope method / W. Haining, L. Jiangang, W. Jiqin,

Z. Chenxin // J. of Air Force Engineering University: Natural Science Edition. 2005. Vol. 6, № 3. P. 47–49. URL: http://kjgcdx.ijournal.cn/ch/reader/create_pdf.aspx?file_no=20050314 (дата обращения 07.12.2021)

12. Pedro J. C., Maas S. A. A comparative overview of microwave and wireless power-amplifier behavioral modeling approaches // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005. Vol. 53, № 4. P. 1150–1163. doi: 10.1109/TMTT.2005.845723

13. Pedro J. C., Carvalho N. B., Lavrador P. M. Modeling nonlinear behavior of band-pass memoryless and dynamic systems // IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp.

Digest. Philadelphia, USA, 8–13 Jun. 2003. Vol. 3. P. 2133–2136. doi: 10.1109/MWSYM.2003.1210584

14. Nonlinear system and subsystem modeling in the domain / M. I. Sobhy, E. A. Hosny, M. W. R. Ng, E. A. Bakkar // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1996. Vol. 44, № 12. P. 2571–2579. doi: 10.1109/22.554605

15. Semyonov E. V. Simple behavioral model of baseband pulse devices in the form of a second-order nonlinear recursive filter // IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs. 2021. Vol. 68, № 6. P. 2192–2196. doi: 10.1109/TCSII.2020.3048819

Информация об авторе

Семенов Эдуард Валерьевич – доктор технических наук (2012), доцент (2009), старший научный сотрудник Института сильноточной электроники СО РАН, профессор кафедры радиоэлектроники и систем связи Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. Автор более 160 научных и учебно-методических работ. Сфера научных интересов – синтез нелинейных моделей элементов и устройств для импульсных режимов; измерение нелинейных искажений сложных сигналов; диагностические и локационные системы с использованием нелинейного отклика на импульсные воздействия.

Адрес: ИСЭ СО РАН, пр. Академический, д. 2/3, Томск, 634055, Россия

E-mail: edwardsemyonov@narod.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5470-1185>

References

1. Brockbank R. A., Wass C. A. A. Non-Linear Distortion in Transmission Systems. J. of the Institution of Electrical Engineers. Part III: Radio and Communication Engineering. 1945, vol. 92, no. 17, pp. 45–56. doi: 10.1049/ji-3-2.1945.0011

2. Komuro T., Sobukawa S., Sakayori H., Kono M., Kobayashi H. Total Harmonic Distortion Measurement System of Electronic Devices Up to 100 MHz with Remarkable Sensitivity. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. 2007, vol. 56, no. 6, pp. 2360–2368. doi: 10.1109/TIM.2007.904548

3. Figueiredo R., Carvalho N. B., Piacibello A., Camarchia V. Nonlinear Dynamic RF System Characterization: Envelope Intermodulation Distortion Profiles – A Noise Power Ratio-Based Approach. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2021, vol. 69, no. 9, pp. 4256–4271. doi: 10.1109/TMTT.2021.3092398

4. Farsi S., Draxler P., Gheidi H., Nauwelaers B. K. J. C., Asbeck P., Schreurs D. Characterization of Intermodulation and Memory Effects Using Offset Multisine Excitation. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2014, vol. 62, no. 3, pp. 645–657. doi: 10.1109/TMTT.2014.2302745

5. Lavrador P. M., Pedro J. C. Evaluation of Signal-To-Noise and Distortion Ratio Degradation in Nonlinear Systems. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2004, vol. 52, no. 3, pp. 813–822. doi: 10.1109/TMTT.2004.823543

6. Martins J. P., Carvalho N. B., Pedro J. C. Intermodulation Distortion of Third-Order Nonlinear Systems with Memory under Multisine Excitations. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2007,

vol. 55, no. 6, pp. 1264–1271. doi: 10.1109/TMTT.2007.896794

7. Semyonov E. V., Semyonov A. V. Using the Difference Between Convolutions of Test Signals and Responses of an Object to Study the Nonlinearity of the Conversion of Ultra-Wideband Signals. J. of Communications Technology and Electronics. 2007, vol. 52, no. 4, pp. 480–485. (In Russ.)

8. Semyonov E., Loschilov A. Measurements of the Nonlinearity of the Ultra Wideband Signals Transformation. Ultra Wideband Communications: Novel Trends – System, Architecture And Implementation; ed. by M. Matin. Rijeka, Croatia, InTech, 2011, pp. 3–16. doi: 10.5772/16867

9. Ivanov I. F., Trofimov V. S. On a Unified Method for Measuring the Nonlinearity of Pulsed Devices. Radiotekhnika [Radio engineering]. 1963, vol. 18, no. 2, pp. 52–60. (In Russ.)

10. Arnstein D. S., Vuong X. T., Cotner C. B., Daryanani H. M. The IM Microscope: a New Approach to Nonlinear Analysis of Signals in Satellite Communications Systems. COMSAT Technical Review. 1992, vol. 22, no. 1, pp. 93–123. Available at: <https://www.comsatlegacy.com/COMSAT%20Technical%20Review/CTR%20Spring%201992,%20INT-VI%20and%20Sig%20Process,%20V.22-1,PDF> (accessed 07.12.2021)

11. Haining W., Jiangang L., Jiqin W., Chenxin Z. Calculating Passive Intermodulation Products with IM Microscope Method. J. of Air Force Engineering University: Natural Science Edition. 2005, vol. 6, no. 3, pp. 47–49. Available at: http://kjgcdx.ijournal.cn/ch/reader/create_pdf.aspx?file_no=20050314 (accessed 07.12.2021)

12. Pedro J. C., Maas S. A. A Comparative Overview of Microwave and Wireless Power-Amplifier Behavioral Modeling Approaches. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005, vol. 53, no. 4, pp. 1150–1163. doi: 10.1109/TMTT.2005.845723

13. Pedro J. C., Carvalho N. B., Lavrador P. M. Modeling Nonlinear Behavior of Band-Pass Memoryless And Dynamic Systems. IEEE MTT-S Intern. Microwave Symp. Digest. Philadelphia, USA, 8–13 Jun. 2003, vol. 3, pp. 2133–2136. doi: 10.1109/MWSYM.2003.1210584

14. Sobhy M. I., Hosny E. A., Ng M. W. R., Bakkar E. A. Nonlinear System and Subsystem Modeling in the Domain. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 1996, vol. 44, no. 12, pp. 2571–2579. doi: 10.1109/22.554605

15. Semyonov E. V. Simple Behavioral Model of Baseband Pulse Devices in the Form of a Second-Order Nonlinear Recursive Filter. IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs. 2021, vol. 68, no. 6, pp. 2192–2196. doi: 10.1109/TCSII.2020.3048819

Information about the author

Edward V. Semyonov – Dr Sci. (Eng.) (2012), Associate Professor (2009), Senior Researcher of Institute of High Current Electronics SBRAS, Professor of the Department of Radioelectronics and Communication Systems of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of more than 160 scientific and educational publications. Area of expertise: synthesis of nonlinear models for elements and devices at pulse impacts; measurement of nonlinear distortions of complex signals; diagnostic and radar systems with analysis of nonlinear response to pulse impacts.

Address: IHCESBRAS, 2/3, Akademicheskoy Av., Tomsk 634055, Russia

E-mail: edwardsemyonov@narod.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5470-1185>

Конференции, форумы, семинары

X Всероссийская научно-техническая конференция

«Электроника и микроэлектроника СВЧ»

30 мая – 3 июня 2022 года

Россия, Санкт-Петербург

X Всероссийская научно-техническая конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ» проводится 30 мая – 3 июня 2022 г. в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина).

Основные направления работы конференции:

1. Физические явления и материалы электроники и микроэлектроники СВЧ.
2. Пассивные элементы и устройства электроники и микроэлектроники СВЧ.
3. Приборы твердотельной электроники и микроэлектроники СВЧ.
4. Приборы вакуумной и плазменной электроники и микроэлектроники СВЧ.
5. Антенны и фазированные антенные решетки.
6. Измерения на СВЧ и междисциплинарные исследования.
7. Радиофотоника.

К началу конференции будет опубликована ее программа, а также сборник трудов.

Доклады, присланные для включения в сборник трудов конференции, будут проиндексированы Российским индексом научного цитирования (РИНЦ).

Кроме того, ряду участников конференции будет предложена публикация их докладов в журнале «Известия вузов России. Радиоэлектроника» (журнал входит в перечень ВАК). Доклады для опубликования в этом журнале в виде статей будут отобраны программным комитетом конференции во время ее работы.

На конференции будет представлен широкий спектр оборудования Rohde and Schwarz. Возможно проведение измерений параметров устройств участников конференции.

Рабочий язык конференции: русский.

Двумерная разреженная антенная решетка пассивного когерентного радиолокатора с параметрическим алгоритмом обработки сигналов методом сечений

В. М. Кутузов, В. И. Веремьев, М. А. Овчинников , Г. В. Комаров

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

 mixovchinnikov@list.ru

Аннотация

Введение. Для измерения угловых координат радиолокационных целей – азимута и угла места – в РЛС необходима двумерная конфигурация приемной антенной решетки (АР). Трансформация одномерной эквидистантной АР в плоскую двумерную при фиксированном числе антенных элементов (АЭ) и неизменном размере апертуры приводит к неэквидистантному расположению АЭ в строках АР, а сама АР становится разреженной, что негативно влияет на качество трехмерной диаграммы направленности (ДН) АР. Перспективным и актуальным методом построения характеристик направленности является метод сечений на основе модифицированного параметрического алгоритма Берга, который может быть рекомендован при пространственной обработке отраженных сигналов в пассивном когерентном радиолокаторе с двумерной разреженной приемной АР.

Цель работы. Анализ азимутальных и угломестных сечений трехмерных ДН при использовании модифицированного метода Берга для пространственной обработки отраженных сигналов в пассивном когерентном радиолокаторе, элементы АР которого расположены по горизонтали и по вертикали с шагом, кратным половине длины волны λ несущего колебания используемого сигнала подсветки.

Материалы и методы. Характеристики направленности строились с помощью компьютерного моделирования в среде MatLab при воздействии на каналы приема в каждом АЭ в качестве помехи некоррелированного аддитивного комплексного нормального шума.

Результаты. Показана возможность и определены условия применения модифицированного параметрического метода Берга в задачах обнаружения одиночного сигнала и углового разрешения равномошных сигналов в пассивном когерентном радиолокаторе, в состав которого входит двумерная разреженная АР. Проведено сравнение полученных характеристик направленности метода Берга с характеристиками направленности, построенными с помощью традиционных алгоритмов на основе дискретного преобразования Фурье. Применение метода Берга позволило снизить уровень боковых лепестков ДН до уровня $-12 \dots -17$ дБ при отношении сигнал/шум 6 дБ, что является приемлемым для практики, а также существенно улучшить рэлеевское разрешение сигналов в АР.

Заключение. На основе полученных результатов делается вывод о целесообразности применения модифицированного метода Берга для обработки сигналов в двумерных разреженных АР при условии ограничений на способ размещения АЭ и размер апертуры АР. Это позволяет рекомендовать метод Берга для использования в пассивных когерентных радиолокаторах.

Ключевые слова: пассивный когерентный радиолокатор, плоская разреженная антенная решетка, параметрические методы, пространственная обработка сигналов, диаграмма направленности, спектр пространственных частот

Для цитирования: Двумерная разреженная антенная решетка пассивного когерентного радиолокатора с параметрическим алгоритмом обработки сигналов методом сечений / В. М. Кутузов, В. И. Веремьев, М. А. Овчинников, Г. В. Комаров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 40–53. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-40-53

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РНФ № 21-79-10375.

Статья поступила в редакцию 25.10.2021; принята к публикации после рецензирования 03.12.2021;
опубликована онлайн 27.04.2022

Two-dimensional Sparse Antenna Array of a Passive Coherent Radar using a Parametric Algorithm of Signal Processing via the Section Method

Vladimir M. Kutuzov, Vladimir I. Veremyev, Mihail A. Ovchinnikov ✉, Gleb V. Komarov

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ mixovchinnikov@list.ru

Abstract

Introduction. A two-dimensional configuration of the receiving antenna array (AA) is used to measure the angular coordinates of radar targets – azimuth and elevation. A transformation of one-dimensional uniform AA into a flat two-dimensional AA with a fixed number of antenna elements (AEs) and constant aperture size leads to a nonuniform arrangement of AE in the AA rows. As a result, the AA becomes sparse, which negatively affects the quality of the AA three-dimensional antenna pattern (AP). The section method based on the modified parametric Burg algorithm is a promising and relevant method for constructing directional characteristics. This method can be recommended for spatial processing of reflected signals in a passive coherent radar with a two-dimensional sparse receiving AA.

Aim. To analyze the azimuthal and elevation sections of three-dimensional APs obtained using a modified Burg method for spatial processing of reflected signals in a passive coherent radar, the AEs of which are located horizontally and vertically with a step that is a multiple of the half the wavelength λ of the used illumination signal carrier oscillation.

Materials and methods. The construction of directional characteristics was implemented via computer simulation in the MATLAB environment with the effect of uncorrelated additive complex normal noise on the receiving channels in each AE as an interference.

Results. The possibility and conditions for the application of the modified parametric Burg method in the problems of single signal detecting and angular resolution of equal-power signals in a passive coherent radar, which includes a two-dimensional sparse AA, were determined. The obtained Burg method directional characteristics were compared with the directional characteristics obtained using conventional algorithms based on the discrete Fourier transform. The use of the Burg method allowed the AP side lobe level to be reduced to a practically acceptable level of $-12 \dots -17$ dB at a signal to noise ratio 6 dB. In addition, the Rayleigh resolution of signals in the AA was significantly improved.

Conclusion. The presented modified Burg method is suitable for signal processing in two-dimensional sparse AA, subject to restrictions on the AE placing method and the AA aperture size. This allows the Burg method to be recommended for use in passive coherent radars.

Keywords: passive coherent radar, flat sparse antenna array, parametric methods, spatial signal processing, antenna pattern, spatial frequency spectrum

For citation: Kutuzov V. M., Veremyev V. I., Ovchinnikov M. A., Komarov G. V. Two-dimensional Sparse Antenna Array of a Passive Coherent Radar using a Parametric Algorithm of Signal Processing via the Section Method. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 40–53. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-40-53

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

Acknowledgements. The work was supported by a grant of Russian Science Foundation no. 21-79-10375.

Submitted 25.10.2021; accepted 03.12.2021; published online 27.04.2022

Введение. В настоящее время успешно развивается новое направление скрытной радиолокации – пассивная когерентная радиолокация, основанная на использовании естественной подсветки целей сигналами передатчиков вещательных радиостанций КВ- и УКВ-диапазонов, а также сигналами цифрового телевидения стандарта DVB-T2 [1]. Характерным при-

мером является пассивный когерентный радиолокационный комплекс обнаружения и противодействия беспилотным летательным аппаратам (БПЛА) "Эгида"¹, включающий в себя пассивный когерентный лоцатор (ПКЛ) в виде полнофункционального модуля обнаружения и

¹ <https://nii-vektor.ru/kompleks-obnaruzheniya-i-protivodejstvija-bpla-jegida>



Рис. 1. Линейная АР ПКЛ "Охрана"
Fig. 1. Linear AA of the PCR "Ohrana"



Рис. 2. Многоканальный цифровой приемник
Fig. 2. Multichannel digital receiver

сопровождения БПЛА "Охрана" [2]. В штатном варианте ПКЛ имеет приемную антенную решетку (АР), M антенных элементов (АЭ) которой эквидистантно размещены вдоль прямой линии (рис. 1). Для реализации пространственной составляющей обработки сигналов используется M -канальный приемник с блоком цифровой обработки (рис. 2). При такой конфигурации АР ПКЛ может измерять только две координаты – дальность R и азимут θ , а отображение воздушной обстановки возможно только двумерное – в горизонтальной плоскости. Для обеспечения возможности трехмерной индикации воздушной обстановки необходимо измерение еще одной координаты – угла места ε , в связи с чем конфигурация приемной АР должна быть изменена: вместо линейной эквидистантной АР необходимо использовать двумерную плоскую АР с числом строк L , в каждой из которых будет M_l АЭ. В рамках данной рабо-

ты преобразование одномерной АР в двумерную осуществляется перемещением расположенных с шагом $d_0 = \lambda/2$ АЭ исходной линейной эквидистантной АР по вертикали вверх с таким же шагом (λ – длина волны несущего колебания используемого сигнала подсветки), при этом суммарное количество АЭ (приемных каналов) $M = \sum_{l=1}^L M_l$ и горизонтальный размер раскрыва АР $X_M = Md_0$ не меняются.

Пример трансформации одномерной АР в двумерную с учетом данных ограничений приведен на рис. 3 (количество АЭ $M = 16$, количество строк $L = 3$, значение коэффициента заполнения поля АР составит $1/3$). Рис. 3 показывает, что в результате подобной трансформации АЭ каждой строки двумерной АР располагаются неэквидистантно, что позволяет рассматривать ре-

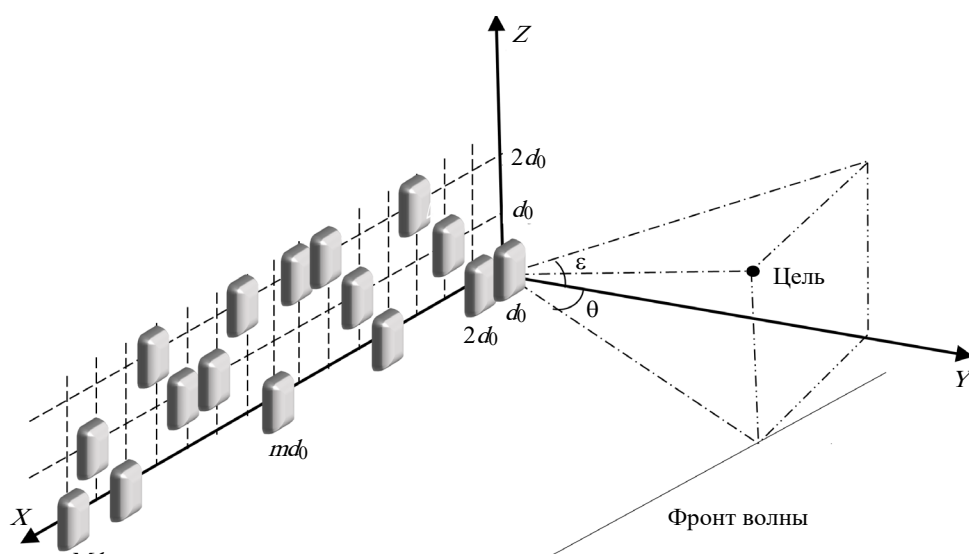


Рис. 3. Плоская разреженная АР
Fig. 3. Flat sparse AA

зультатирующую плоскую АР как сильно разреженную. При этом трехмерная диаграмма направленности (ДН) плоской разреженной АР претерпит изменения, непосредственно определяемые геометрией расположения перемещаемых АЭ, а в самой ДН разреженной АР появляются интерференционные боковые лепестки (БЛ) неприемлемо высокого уровня [3].

Формулировка задачи. При формировании ДН предполагается, что отражающие объекты расположены в дальней зоне, что позволяет в пределах апертуры АР считать фронт падающей волны плоским. Также предположим, что пространственное разрешение, обеспечиваемое шириной спектра сигнала подсветки, значительно превосходит геометрические размеры АР. Принимаемые сигналы будем считать узкополосными в пространственно-временном смысле, что позволяет независимо рассматривать и самостоятельно, в любой последовательности, реализовывать временную (дально-доплеровскую) и пространственную составляющие обработки локационных сигналов [4]. Кроме того, считаем, что когерентная обработка сигналов по дальности (задержке) и радиальной скорости (доплеровской частоте) выполнена в каждом канале приема, поэтому на вход алгоритма пространственной обработки поступают сжатые (накопленные) во временной области сигналы отдельных АЭ. Комплексный шум во всех каналах приема при компьютерном моделировании примем нормальным пространственно некоррелированным с одинаковой дисперсией независимых реальных и мнимых составляющих $\sigma_{\text{ш}}^2 = \text{const}$ и нулевым средним значением $m_{\text{ш}} = 0$.

Как показали исследования, синфазное суммирование сигналов отдельных АЭ в трехмерной ДН, построенной в координатах "азимут θ – угол места ε ", приводит к появлению интерференционных БЛ, уровень которых соизмерим с уровнем главного лепестка, что в свою очередь при пороговых значениях отношения сигнал/шум (ОСШ) негативно влияет на точность оценивания угловых координат целей [5–8]. Пример нормированной ДН в форме множителя плоской разреженной АР (без учета ДН отдельных слабонаправленных АЭ) приведен на

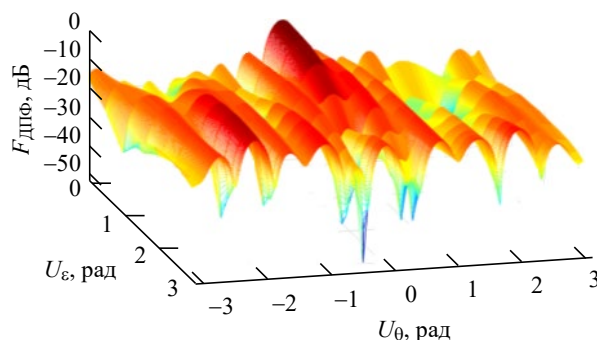


Рис. 4. ДН плоской разреженной АР

Fig. 4. AP of the flat sparse AA

рис. 4. Здесь и далее геометрия и число элементов АР соответствуют рис. 3. ОСШ на входе каждого канала приема в данном примере равно $q_{\text{вх}} = 6$ дБ. ДН построена с использованием дискретного преобразования Фурье (ДПФ) в базисе пространственных частот по азимуту U_θ и углу места U_ε , нормированных к шагу АР $d_0 = \lambda/2$ и однозначно связанных с соответствующими угловыми координатами θ и ε соотношениями [9]:

$$U_\theta = \frac{2\pi}{\lambda} d_0 \sin \theta = \pi \sin \theta$$

при $\theta \in [-90^\circ, 90^\circ]$; $U_\theta \in [-\pi, \pi]$; (1)

$$U_\varepsilon = \frac{2\pi}{\lambda} d_0 \sin \varepsilon = \pi \sin \varepsilon$$

при $\varepsilon \in [0^\circ, 90^\circ]$; $U_\varepsilon \in [0, \pi]$. (2)

Как показал детальный анализ сечений ДН по азимутальному углу θ , интерференционные БЛ трехмерной ДН ДПФ достигают уровня -5 дБ и выше относительно главного, что не может считаться приемлемым на практике.

Исследования, выполненные в [10], показали, что, если шаг линейной неэквидистантной АР изменяется в пределах от $d_{\min} = \lambda/2$ до $d_{\max} = 2\lambda$, то пространственную обработку сигналов в АР для получения приемлемых ДН и статистических характеристик (характеристик обнаружения и точности измерения параметров сигналов) целесообразно выполнять с помощью модифицированного параметрического метода Берга. В данной работе для диаграммоформирования в плоской разреженной

АР ПКЛ предлагается использовать следующий двухэтапный алгоритм: на первом этапе с помощью параметрического метода Берга методом сечений по азимуту θ при фиксированных и последовательно изменяемых значениях угла места $\varepsilon = \text{const}$ строится трехмерная ДН АР; на втором этапе уточняются углы места ε целей, обнаруженных на первом этапе. Таким образом, объектом исследований являются характеристики направленности плоской разреженной АР ПКЛ в азимутальной и угломестной плоскостях, полученные методом компьютерного моделирования в среде MatLab при воздействии аддитивного гауссовского шума, сопутствующего многоканальному приему сигналов АЭ.

Основные соотношения. Как известно, метод Берга описывает анализируемые сигналы с помощью моделей авторегрессии определенного порядка K , представляющих собой авторегрессионные уравнения: дифференциальные или разностные (соответственно, для непрерывных и дискретных процессов) [11]. Положим координаты первого АЭ в соответствии с рис. 3 равными $x_1 = 0$ и $y_1 = 0$. Тогда дискретные координаты последующих АЭ, соответствующие осям X и Y , обозначим как $x_m = (m-1)d_0$ и $y_l = (l-1)d_0$, где $d_0 = \lambda/2$ – полуволновой шаг плоской АР по обеим осям. Поскольку число АЭ M фиксировано и не зависит от геометрии их распределения по строкам, сохраним сквозную нумерацию АЭ и соответствующих им сигналов. Полезный сигнал, отраженный от цели с угловыми координатами θ_0 и ε_0 , в АЭ с координатами x_m и y_l запишем как

$$\begin{aligned} s(m) &= A_0 \exp \left\{ -j \frac{2\pi d_0}{\lambda} \left[(m-1) \sin \theta_0 + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + (l-1) \sin \varepsilon_0 \right] \right\} = \\ &= A_0 \exp \left\{ -j \left[(m-1) U_{\theta_0} + (l-1) U_{\varepsilon_0} \right] \right\}, \\ m &= 1, 2, \dots, M; l = 1, 2, \dots, L, \end{aligned} \quad (3)$$

где A_0 – неизменная по апертуре АР амплитуда пространственного сигнала, а пространственные частоты по азимуту U_{θ_0} и углу места U_{ε_0} определяются в соответствии с (1) и (2). Далее

для простоты вычислений положим $A_0 = 1$. При воздействии аддитивного не коррелированного по каналам приема шума $e(m)$ совокупный комплексный сигнал запишем как

$$\begin{aligned} V(m) &= s(m) + e(m), \\ m &= 1, 2, \dots, M, \end{aligned} \quad (4)$$

где $s(m)$ определяется в соответствии с (3). Тогда разностное уравнение авторегрессии K -го порядка для дискретного пространственного сигнала (4) запишется в виде [11]

$$\begin{aligned} V(m) &= - \sum_{k=1}^K a_k V(m-k), \\ m &= K+1, K+2, \dots, M, \end{aligned} \quad (5)$$

где a_k – комплексные коэффициенты авторегрессии, а порядок модели $K < M$. Уравнение авторегрессии (5) инвариантно к направлению и началу отсчета АЭ, поэтому может быть записано в обратном направлении [11]:

$$\begin{aligned} V(m) &= - \sum_{k=1}^K a_k^* V(m+k), \\ m &= M, M-1, \dots, M-K, \end{aligned} \quad (6)$$

где a_k^* – комплексно-сопряженные коэффициенты авторегрессии.

Метод Берга позволяет вычислять коэффициенты авторегрессии на основе имеющейся пространственной выборки сигнала $V(m)$ размером M . Критерием является условие минимизации суммарной мощности ошибки предсказания в прямом и обратном направлениях P_K при подгонке генерируемого авторегрессионной моделью сигнала вида (5) и (6) к реальной зашумленной выборке (4). Оценка энергетического спектра пространственных частот по методу Берга с точностью до P_K определяется только коэффициентами авторегрессии a_k [12]:

$$F_B(U) = \frac{P_K}{\left| 1 + \sum_{k=1}^K a_k \exp(-jkU) \right|^2}. \quad (7)$$

Выражение (7) по сути является ДН метода Берга в базисе пространственных частот вида

(1) или (2), которые однозначно связаны с соответствующими угловыми координатами θ или ε .

При построении трехмерных диаграмм методом синфазного суммирования, эквивалентом которого является двумерное ДПФ, ДН $F_{\text{ДПФ}}(U)$ вычисляется в соответствии с выражением

$$F_{\text{ДПФ}}(U) = \sum_{m=1}^M V(m) s_{\text{оп}}^*(m),$$

$$m = 1, 2, \dots, M, \quad (8)$$

где комплексно-сопряженный опорный сигнал с единичной амплитудой $s_{\text{оп}}^*(m)$ имеет вид

$$s_{\text{оп}}^*(m) = \exp\{j[(m-1)U_{\theta} + (l-1)U_{\varepsilon}]\}.$$

Заметим, что формирование ДН $F_{\text{ДПФ}}(U)$ по (8) соответствует согласованной обработке, оптимальной при приеме одиночного сигнала на фоне нормального дельта-коррелированного шума [13].

Азимутальные ДН в горизонтальной плоскости по методу Берга $F_B(U_{\theta})$ строились на основе сечений, выполненных при тех же фиксированных значениях $\varepsilon = \text{const}$, что и $F_{\text{ДПФ}}(U_{\theta})$. В уравнения авторегрессии (5) и (6) необходимо подставлять скорректированные сигналы $\tilde{V}(m)$ с коррекцией фазы в зависимости от позиции АЭ в строках и значения просматриваемого угла места ε :

$$\tilde{V}(m) = V(m) \tilde{s}_{\text{оп}}^*(m),$$

где корректирующий комплексно-сопряженный опорный сигнал с единичной амплитудой $\tilde{s}_{\text{оп}}^*(m)$ имеет вид

$$\tilde{s}_{\text{оп}}^*(m) = \exp[j(l-1)U_{\varepsilon}].$$

После вычисления коэффициентов авторегрессии a_k ($k = 1, 2, \dots, K$) строятся азимутальные сечения трехмерной ДН по методу Берга $F_B(U_{\theta})$ вида (7) при фиксированных углах места $\varepsilon = \text{const}$ и, соответственно, фиксированных угломестных частотах $U_{\varepsilon} = \text{const}$.

При построении ДН методом Берга в угломестной плоскости $F_B(U_{\varepsilon})$ необходима дуаль-

ная замена переменных, угловых параметров и, соответственно, сигналов, являющихся входными для алгоритма Берга:

$$m \rightarrow l; M \rightarrow L; \theta \leftrightarrow \varepsilon; U_{\theta} \leftrightarrow U_{\varepsilon};$$

$$\tilde{V}(m) \rightarrow \tilde{V}(l); \tilde{s}_{\text{оп}}^*(m) \rightarrow \tilde{s}_{\text{оп}}^*(l).$$

Дополнительным достоинством рекуррентного метода Берга является возможность пошагового наращивания порядка модели до необходимого значения. Отметим, что в методе Берга есть опция определения порядка модели $K = K_{\text{opt}}$ на основе минимизации ошибки аппроксимации реального сигнала уравнением авторегрессии $P_K = P_{K \min}$ [11, 14]. Для радиолокационных приложений существенным является то, что порядок модели K определяет предельное количество целей, разрешаемых по заданной координате на исследуемом элементе по дальности. Рабочие статистики для решения задач обнаружения и оценки угловых параметров приняты как в [10] и не являются объектом исследований в рамках данной работы.

Основные результаты. На рис. 5 представлены трехмерные (3D) ДН, полученные методом сечений при применении параметрического метода Берга по азимутальной пространственной частоте U_{θ} и изменении угла места ε с шагом $\Delta\varepsilon = 10^\circ$. Порядок авторегрессионной модели при построении ДН последовательно принимался равным $K = 2$ (рис. 5, а), $K = 3$ (рис. 5, б) и $K = 4$ (рис. 5, в). Все ДН построены в базисе нормированных пространственных частот, определяемых в соответствии с (1) и (2). При построении ДН, приведенных на рис. 5, азимут цели $\theta_0 = 0^\circ$, угол места цели $\varepsilon_0 = 0^\circ$, азимутальная и угломестная пространственные частоты равны соответственно $U_{\theta_0} = 0$ рад и $U_{\varepsilon_0} = 0$ рад. ОСШ на входе алгоритмов пространственной обработки ДПФ и метода Берга $q_{\text{вх}} = 6$ дБ.

Как видно из графиков, ДН метода Берга, как и ДПФ, имеют побочные выбросы, которые можно трактовать как БЛ, однако их количество определяется порядком модели и не превышает значения $(K - 1)$. Выполненные

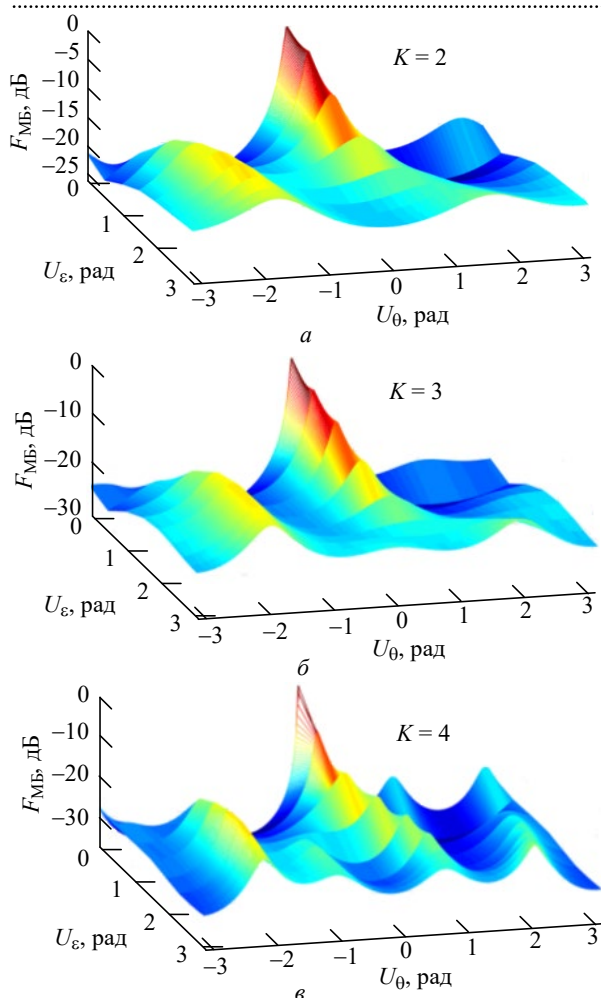


Рис. 5. ДН, полученные при применении метода Берга: а – при $K = 2$; б – при $K = 3$; в – при $K = 4$

Fig. 5. APs obtained using the Burg method: а – for $K = 2$; б – for $K = 3$; в – for $K = 4$

исследования показали, что уровень и положение БЛ на азимутально-угломестной плоскости носит случайный характер и не повторяется от реализации к реализации сопутствующего аддитивного многоканального шума. Существенным результатом является пониженный по сравнению с ДН ДПФ (см. рис. 4) уровень интерференционных БЛ: при увеличении порядка модели с $K = 2$ до $K = 4$ БЛ снижаются с -12 дБ до -17 дБ. На рис. 6 представлены отдельные сечения приведенных на рис. 5 3D-ДН, полученные методом Берга при углах места $\varepsilon = 0^\circ$ (рис. 6, а), $\varepsilon = 30^\circ$ (рис. 6, б), $\varepsilon = 60^\circ$ (рис. 6, в) и $\varepsilon = 90^\circ$ (рис. 6, г). Штрихпунктиром на всех рисунках приведены сечения ДН метода Берга при порядке модели $K = 2$, пунктирной кривой соответствует $K = 3$, а сплошной линией приведены сечения при $K = 4$. Для сравнения штриховыми кривыми на рис. 6 приведены сечения ДН, полученные с помощью пространственного ДПФ при тех же реализациях многоканального комплексного шума.

Приведенные на рис. 6 графики наглядно иллюстрируют снижение БЛ ДН метода Берга для всех углов места. Отметим, что увеличение порядка модели помогает снизить уровень БЛ, однако платой за это становится возрастание объема вычислений. В то же время, предельное количество разрешаемых по азимуту целей в

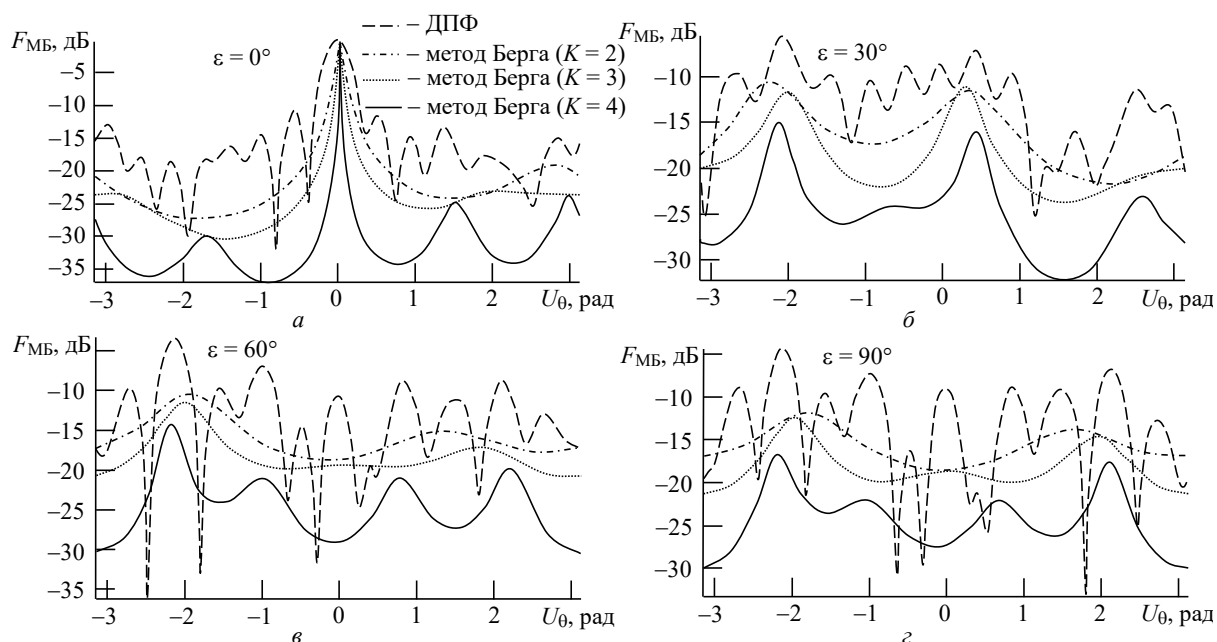


Рис. 6. Сечения ДН, полученные методом Берга, при различных углах места ε : а – 0° ; б – 30° ; в – 60° ; г – 90°

Fig. 6. AP sections obtained using the Burg method with different values of the elevation ε : а – 0° ; б – 30° ; в – 60° ; г – 90°

элементе разрешения по дальности и скорости ограничено именно порядком авторегрессионной модели K .

Параметрический метод Берга, в отличие от хрестоматийного ДПФ, относится к нетрадиционным методам оценивания частотных спектров во временной или пространственной области, поэтому представляет интерес формирование характеристик направленности (двумерных угловых спектров) при воздействии на разреженную плоскую АР двух разнесенных по угловым координатам – азимуту θ и углу места ε – сигналов.

На рис. 7 представлены результаты построения ДН метода Берга при воздействии двух равных по мощности и разнесенных по азимуту и углу места сигналов с угловыми координатами отражающих объектов $\theta_1 = 0^\circ$, $\varepsilon_1 = 0^\circ$ и $\theta_2 = 30^\circ$, $\varepsilon_2 = 30^\circ$ соответственно. Этим угловым координатам соответствуют нормированные пространственные частоты $U_{\theta_1} = 0$ рад и $U_{\varepsilon_1} = 0$ рад для первого сигнала и $U_{\theta_2} = \pi/2$ рад и $U_{\varepsilon_2} = \pi/2$ рад для второго

сигнала. Порядок авторегрессионной модели при построении ДН метода Берга последовательно принимался равным $K = 2$ (рис. 7, а), $K = 3$ (рис. 7, б) и $K = 4$ (рис. 7, в). Для сравнения на рис. 7, г приведена ДН, полученная с помощью ДПФ. Входное ОСШ при построении ДН составляло $q_{\text{вх}} = 20$ дБ.

Рис. 7 показывает, что использование метода Берга позволяет существенно улучшить качество углового разрешения двух сигналов в разреженной плоской АР по сравнению с традиционными алгоритмами диаграммоформирования, основанными на ДПФ. Доказательством этого являются более острые максимумы как по азимуту, так и по углу места, а также значительно более низкий уровень БЛ 3D-ДН. В то же время, в случае равенства азимутальных координат $\theta_1 = \theta_2$ и малого значения угломестного разнеса отражающих объектов $\Delta\varepsilon = |\varepsilon_1 - \varepsilon_2|$ в результирующей ДН может не наблюдаться рэлеевского разрешения, которое предполагает наличие в ДН двух максимумов, уровень которых соответствует мощностям разрешаемых сигналов. На рис. 8 представлены

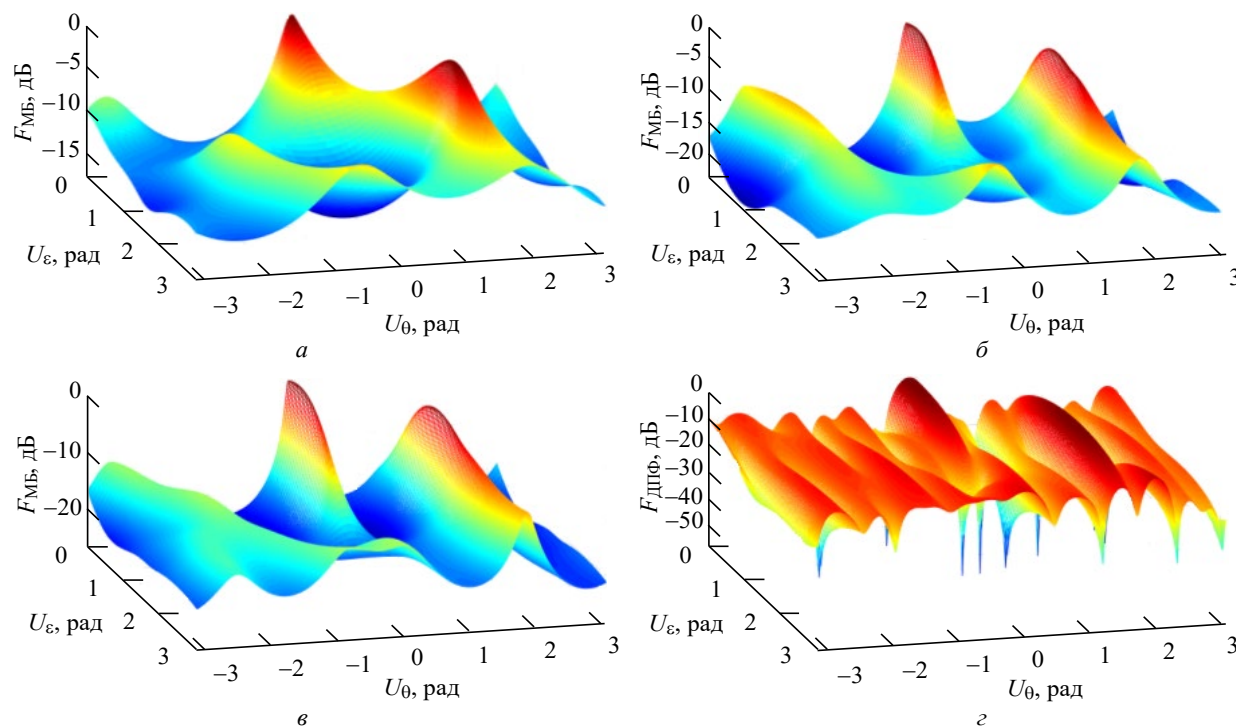


Рис. 7. Угловое разрешение двух сигналов пространственно разнесенных целей: а – метод Берга ($K = 2$); б – метод Берга ($K = 3$); в – метод Берга ($K = 4$); г – ДПФ

Fig. 7. Angular resolution of two signals from spatially separated targets: а – Burg method ($K = 2$); б – Burg method ($K = 3$); в – Burg method ($K = 4$); г – DFT

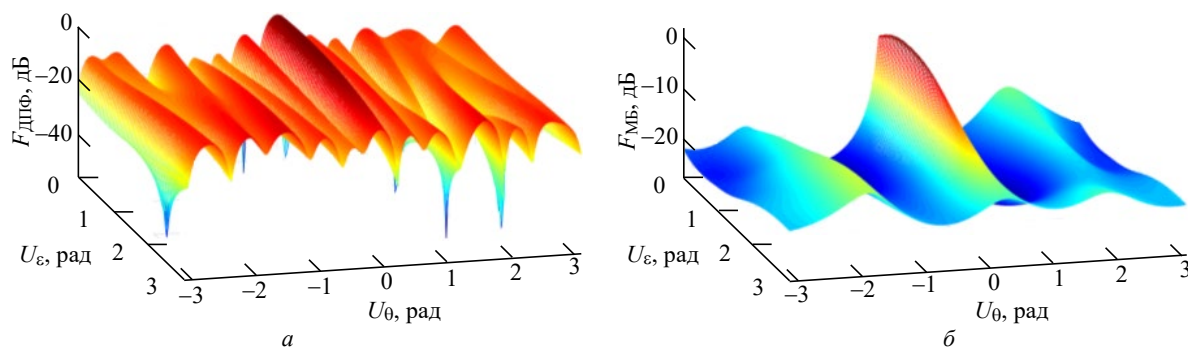


Рис. 8. Разрешение двух равномошных сигналов только по углу места: а – ДПФ; б – метод Берга ($K = 4$)

Fig. 8. Only elevation resolution of two equally powerful signals: а – DFT; б – Burg method ($K = 4$)

ДН плоской разреженной АР при $\theta_1 = 0^\circ$, $\varepsilon_1 = 0^\circ$ и $\theta_2 = 0^\circ$, $\varepsilon_2 = 30^\circ$. При этом нормированные пространственные частоты $U_{\theta_1} = 0$ рад и $U_{\varepsilon_1} = 0$ рад для первого сигнала и $U_{\theta_2} = 0$ рад и $U_{\varepsilon_2} = \pi/2$ рад для второго сигнала. Рис. 8, а соответствует ДН ДПФ, рис. 8, б – ДН метода Берга (порядок модели $K = 4$) при ОСШ на входе $q_{\text{вх}} = 20$ дБ.

Как следует из рис. 8, разрешения двух равномошных сигналов при совпадающих азимутах не наблюдается даже при высоком ОСШ на входе обоих алгоритмов пространственной обработки.

В рассматриваемом ПКЛ "Охрана", описанном в [2], имеется возможность двухэтапной обработки сигналов, которая имеет следующую логику. На первом этапе осуществляется формирование в азимутальной плоскости 3D-ДН с обработкой сигналов методом Берга, обнаружение сигналов, отраженных от целей, а также определение азимутальных углов прихода отраженных сигналов в соответствии с рабочими статистиками, приведенными в [5, 10]. На втором этапе в фиксированных направлениях по азимуту, соответствующих обнаруженным на предыдущем этапе целям, строятся угломестные сечения ДН также с использованием метода Берга, который обладает более высоким разрешением, чем традиционный алгоритм ДПФ. Для плоской разреженной АР (см. рис. 3), содержащей 3 ряда АЭ по вертикали, возможно использование метода Берга для авторегрессионных моделей порядков $K = 1$ и $K = 2$. В первом случае ($K = 1$) обеспечивается более высокая точность и однозначность измере-

ний угла места одиночной цели $\varepsilon_{\text{ц}}$ в заданном азимутальном направлении $\theta_{\text{ц}}$. Как известно [10], асимптотический предел для дисперсии ошибки измерения пространственной частоты методом Берга $\sigma_{\text{В}}^2$ минимален при $K = M/3$, что при $M = 3$ соответствует порядку $K = 1$. При этом в сечении ДН будут отсутствовать БЛ по углу места, что гарантирует однозначность измерений даже при низких ОСШ. Во втором случае ($K = 2$) в сечении ДН может появиться один побочный максимум (БЛ), что при низких ОСШ может привести к аномальным ошибкам измерения угла места, однако второй порядок модели позволяет разрешать две цели по углу места с близкими или совпадающими азимутальными углами. Заметим, что рекуррентный характер метода Берга при расчете параметров авторегрессионной модели позволяет одновременно строить ДН для двух порядков [11], что является несомненным достоинством метода.

На рис. 9 приведены сечения ДН в угломестной плоскости при фиксированном значении азимута $\theta_{\text{ц}} = 0^\circ$. Рис. 9, а соответствует сечению ДН по углу места, выполненному с помощью метода Берга при ОСШ на входе $q_{\text{вх}} = 6$ дБ, рис. 9, б – при $q_{\text{вх}} = 20$ дБ. Штрихами на рис. 9 показаны ДН при порядке модели $K = 1$, сплошной линией – при $K = 2$. Следует отметить, что угловое положение БЛ, обусловленного шумами на входе каналов приема, может принимать и отрицательные, не существующие физически значения угла места. В этом случае они не будут наблюдаться и, следовательно, влиять на результирующую ДН. Как видно из графиков, с ростом ОСШ

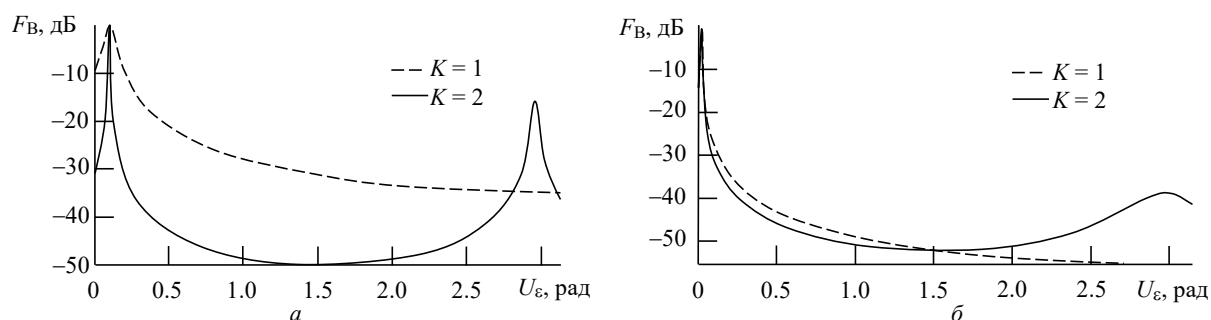


Рис. 9. Сечения ДН, полученные методом Берга, в угломестной плоскости:
а – при $q_{\text{вх}} = 6$ дБ; б – при $q_{\text{вх}} = 20$ дБ

Fig. 9. AP sections obtained using the Burg method in the elevation plane: а – for $q_{\text{вх}} = 6$ dB; б – for $q_{\text{вх}} = 20$ dB

растет точность оценки угла места и острота максимумов при обоих значениях порядка модели K , а также уменьшается уровень единственного БЛ.

На рис. 10 приведены сечения ДН по углу места в случае обнаружения двух равномошных целей с одинаковыми азимутальными углами $\theta_1 = \theta_2 = 0^\circ$, но различными углами места $\varepsilon_1 = 0^\circ$ и $\varepsilon_2 = 30^\circ$, что соответствует угломестным пространственным частотам $U_{\varepsilon_1} = 0$ рад и $U_{\varepsilon_2} = \pi/2$ рад. Сечение, представленное на рис. 10, а сплошной линией, получено методом Берга второго порядка при ОСШ на входе $q_{\text{вх}} = 6$ дБ. Сечение на рис. 10, б получено при аналогичных условиях, но при ОСШ $q_{\text{вх}} = 20$ дБ. Для сравнения на рис. 10, а, б штрихами приведены отклики алгоритма пространственного ДПФ.

Графики на рис. 10 свидетельствуют об уверенном угломестном разрешении методом Берга, по сравнению с ДПФ-алгоритмами, двух идентичных сигналов. При этом увеличение ОСШ позволяет повысить точность измерений как по угловой частоте, так и по амплитуде

сигналов, а также рэлееское разрешение по углу места.

Для рассматриваемого метода Берга представляет интерес оценка зависимости от входного ОСШ минимального углового разнота по углу места $\Delta\varepsilon = |\varepsilon_1 - \varepsilon_2|$ двух целей с совпадающими азимутальными углами $\theta_1 = \theta_2$, но различными углами места $\varepsilon_1 \neq \varepsilon_2$, при котором вероятность рэлееского разрешения, заключающегося в наблюдении двух отдельных максимумов ДН, будет соответствовать заданному значению $D = \text{const}$ [13]. На рис. 11, а приведена зависимость $\Delta\varepsilon$ от входного ОСШ $q_{\text{вх}}$ при $D = 0.8$. Порядок авторегрессионной модели $K = 2$, что соответствует количеству разрешаемых целей.

На рис. 11, б приведены аналогичные характеристики рэлееского разрешения по азимутальной координате $\Delta\theta = |\theta_1 - \theta_2|$, полученные для двух значений порядка модели $K = 2$ (штрихпунктир) и $K = 5$ (сплошная кривая) и при равенстве углов места $\varepsilon_1 = \varepsilon_2$. Штрихами на обоих рисунках приведены характеристики разрешения при построении ДН с помощью ДПФ.

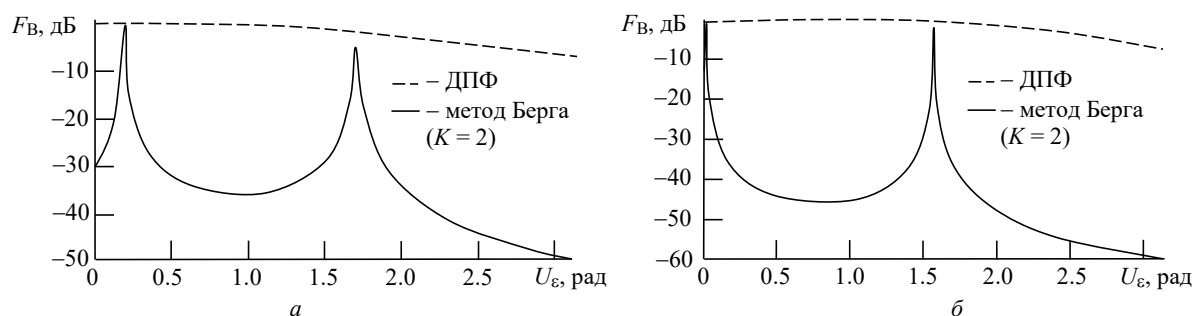


Рис. 10. Разрешение по углу места двух целей с одинаковыми азимутами: а – при $q_{\text{вх}} = 6$ дБ; б – при $q_{\text{вх}} = 20$ дБ

Fig. 10. Elevation resolution of two targets with the same azimuth: а – for $q_{\text{вх}} = 6$ dB; б – for $q_{\text{вх}} = 20$ dB

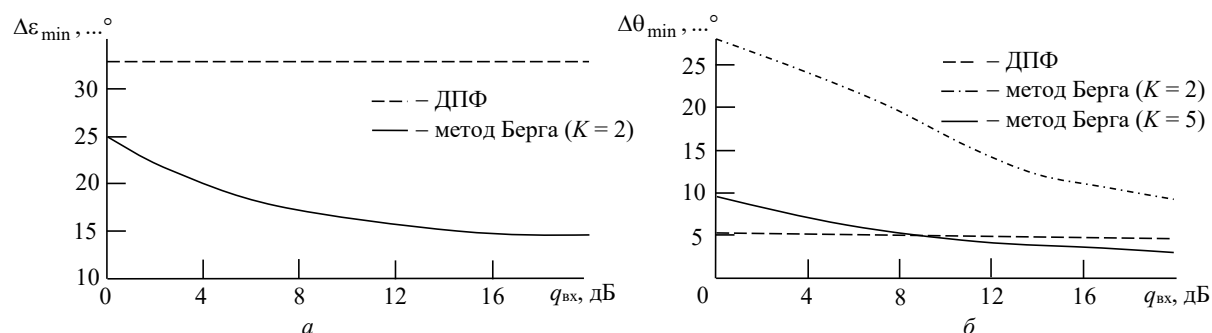


Рис. 11. Рэлееское разрешение метода Берга при фиксированной вероятности разрешения: a – зависимость $\Delta\epsilon$ от входного ОСШ $q_{\text{вх}}$ при $D=0.8$; b – характеристики рэлееского разрешения по азимутальной координате $\Delta\theta = |\theta_1 - \theta_2|$

Fig. 11. Rayleigh resolution of Burg method with a fixed resolution probability: a – dependence of $\Delta\epsilon$ on the input SNR $q_{\text{вх}}$ for $D=0.8$; b – Rayleigh resolution characteristics for the azimuth coordinate $\Delta\theta = |\theta_1 - \theta_2|$

Полученные результаты свидетельствуют о том, что при жестком ограничении выборки сигнала АР ($L=3$) выигрыш метода Берга в разрешающей способности по углу места по сравнению с ДПФ составляет от 1.35 раз при ОСШ $q_{\text{вх}}=0$ дБ до 2 раз при ОСШ $q_{\text{вх}}=20$ дБ. При увеличении размера выборки сигнала АР ($M=16$) выигрыш в разрешающей способности по азимутальному углу наблюдается только при порядке модели $K=5$ и более и при ОСШ $q_{\text{вх}}=10$ дБ и более. При ОСШ $q_{\text{вх}}=20$ дБ выигрыш составляет 1.5 раза.

Выводы. Двухэтапное построение 3D-ДН плоской разреженной АР с помощью параметрического метода Берга является приемлемой и конкурентоспособной альтернативой традиционному алгоритму на основе пространственного ДПФ при жестких ограничениях на размеры апертуры. Включение второго этапа пространственной обработки сигналов не требует дополнительного времени для обзора пространства, что сохраняет темп обзора неизменным.

Рассмотренная в статье процедура формирования характеристик направленности ПКЛ обеспечивает решение задач обнаружения и измерения угловых координат как одиночных, так и групповых воздушных целей с теми же вероятностями правильного обнаружения и ложной тревоги, а также дисперсиями ошибок измерения угловых параметров, поскольку рабочие статистики обнаружения и оценивания параметров сигналов остаются прежними и используют максимальную апертуру АР.

Дополнительным преимуществом формирования 3D-ДН методом Берга является случайное положение и нестабильный уровень БЛ на плоскости "азимут – угол места", а также ограничение их числа порядком авторегрессионной модели K . Это преимущество наглядно проявляется на этапе траекторной обработки отраженных целями сигналов, в которой объединяются результаты нескольких зондирований пространства и решается финишная задача обнаружения целей как задача обнаружения (завязки) траекторий [15].

Авторский вклад

Кутузов Владимир Михайлович – теоретическое решение.
Веремьев Владимир Иванович – разработка конфигурации антенной решетки.
Овчинников Михаил Александрович – компьютерное моделирование.
Комаров Глеб Владимирович – обработка результатов моделирования.

Author's contribution

Vladimir M. Kutuzov, theoretical description.
Vladimir I. Veremyev, development of an antenna array configuration.
Mihail A. Ovchinnikov, computer simulation.
Gleb V. Komarov, processing of simulation results.

Список литературы

1. Пассивная когерентная радиолокация / А. В. Бархатов, В. И. Веремьев, Е. Н. Воробьев, А. А. Коновалов, Д. А. Ковалев, В. М. Кутузов, В. Н. Михайлов. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. 163 с.
2. Проектно-ориентированная целевая подготовка кадров в партнерстве "вуз – предприятие" / В. М. Кутузов, А. В. Бархатов, В. И. Веремьев, Е. Н. Воробьев, В. Н. Малышев, О. Г. Петкау, М. С. Шмырин // XIX Всерос. науч.-практ. конф. "Планирование и обеспечение подготовки кадров для промышленно-экономического комплекса региона": сб. докл. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2020. С. 10–13.
3. Poullin D., Flecheux M., Klein M. Elevation Angle Estimation for Low-Altitude Targets Using DVB (SFN Broadcasters) // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2012. Vol. 27, № 11. P. 27–35. doi: 10.1109/MAES.2012.6380823
4. Кутузов В. М., Мазуров К. А. Многосегментный авторегрессионный алгоритм обработки сложномодулированных сигналов в задачах обнаружения скоростных целей // Радиотехника. 2012. № 7. С. 33–39.
5. Toward 3D passive radar exploiting DVB-T2 transmitters of opportunity / A. V. Barkhatov, E. N. Vorobev, V. I. Veremyev, V. M. Kutuzov // Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies. 2019. Vol. 11, no. 7. P. 577–583. doi: 10.1017/s1759078719000746
6. Черняк В. С. О новом направлении в радиолокации: ММО РЛС // Прикладная радиоэлектроника. 2009. № 4. С. 477–489.
7. Малышкин Г. С. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов: в 2 т. Т. 1: Оптимальные методы / ГНЦ ОАО "Концерн ЦНИИ «Электроприбор». СПб., 2009. 400 с.
8. Малышкин Г. С. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов: в 2 т. Т. 2: Адаптивные методы / ГНЦ ОАО "Концерн ЦНИИ «Электроприбор». СПб., 2011. 374 с.
9. Кутузов В. М., Сотников А. А. Модельно-параметрические технологии обработки данных с разрывами // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2005. Вып. 2. С. 3–10.
10. Кутузов В. М., Овчинников М. А., Виноградов Е. А. Характеристики обнаружения параметрического метода обработки сигналов в неэквидистантной антенной решетке транспортируемой декаметровый радиолокационной станции // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 6. С. 43–58. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58
11. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.
12. Основы проектирования многопозиционных декаметровых РЛС пространственной волны / В. М. Кутузов, А. В. Бархатов, А. В. Безутлов и др.; под общ. ред. В. М. Кутузова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2012. 191 с.
13. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справ. / под ред. Я. Д. Ширмана. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
14. Haykin S. O. Adaptive Filter Theory. 5th ed. Boston: Pearson, 2013. 912 p.
15. Коновалов А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. Ч. 1. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 164 с.

Информация об авторах

Кутузов Владимир Михайлович – доктор технических наук (1997), профессор, заведующий кафедрой радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), президент университета. Автор более 270 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация.

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

E-mail: vmkutuzov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3438-1361>

Веремьев Владимир Иванович – кандидат технических наук (2000), профессор кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), директор НИИ "Прогноз". Автор более 90 научных работ. Сфера научных интересов – комплексный экологический мониторинг; комплексные вопросы построения радиолокационных систем; многодиапазонные многопозиционные радиолокационные комплексы для мониторинга воздушного пространства и морской поверхности.

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

E-mail: vervladiv@gmail.com

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

Овчинников Михаил Александрович – магистр по направлению "Радиотехника" (2019), инженер НИИ "Прогноз", аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация.

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

E-mail: mixovchinnikov@list.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0814-5370>

Комаров Глеб Владимирович – специалист по направлению "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2019), инженер НИИ "Прогноз", аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – комплексные вопросы радиолокации; антенные системы.

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

E-mail: komarov_gleb@list.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7561-278X>

References

1. Barkhatov A. V., Verem'ev V. I., Vorob'ev E. N., Konovalov A. A., Kovalev D. A., Kutuzov V. M., Mikhailov V. N. *Passivnaya kogerentnaya radiolokatsiya* [Passive Coherent Radiolocation]. SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2016, 163 p. (In Russ.)
2. Kutuzov V. M., Barkhatov A. V., Verem'ev V. I., Vorob'ev E. N., Malyshev V. N., Petkau O. G., Shmyrin M. S. *Proektno-orientirovannaya tselevaya podgotovka kadrov v partnerstve "vuz – predpriyatie"* [Project-Oriented Target Training In Partnership "University – Enterprise"]. Proc. of XIX All-Russ. scientific-pract. conf. SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2020, pp. 10–13. (In Russ.)
3. Poullin D., Flecheux M., Klein M. Elevation Angle Estimation for Low-Altitude Targets Using DVB (SFN Broadcasters). *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*. 2012, vol. 27, no. 11, pp. 27–35. doi: 10.1109/MAES.2012.6380823
4. Kutuzov V. M., Mazurov K. A. Multi-Segment Auto Regression Algorithm of Processing of Complex-Modulated Signals in the High-Speed Targets Detection Tasks. *Radiotekhnika* [Radioengineering]. 2012, no. 7, pp. 33–39. (In Russ.)
5. Barkhatov A. V., Vorobev E. N., Veremyev V. I., Kutuzov V. M. Toward 3D Passive Radar Exploiting DVB-T2 Transmitters of Opportunity. *Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies*. 2019, vol. 11, no. 7, pp. 577–583. doi: 10.1017/s1759078719000746
6. Chernyak V. S. About a New Area in Radiolocation: MIMO Radar. *Prikladnaya radioelektronika* [Applied Radio Electronics]. 2009, no. 4, pp. 477–489. (In Russ.)
7. Malyshev G. S. *Optimal'nye i adaptivnye metody obrabotki gidroakusticheskikh signalov: v 2 t. T. 1. Optimal'nye metody* [Optimal and Adaptive Methods of Hydroacoustic Signals Processing: in 2 vol. Vol. 1. Optimal Methods]. SPb., *GNTs OAO "Kontsern TsNII «Elektropribor»"*, 2009, 400 p. (In Russ.)
8. Malyshev G. S. *Optimal'nye i adaptivnye metody obrabotki gidroakusticheskikh signalov: v 2 t. T. 2. Adaptivnye metody* [Optimal and Adaptive Methods of Hydroacoustic Signals Processing: in 2 vol. Vol. 2. Adaptive Methods]. SPb., *GNTs OAO "Kontsern TsNII «Elektropribor»"*, 2011, 374 p. (In Russ.)
9. Kutuzov V. M., Sotnikov A. A. Model-Parametric Technologies of Discontinuous Data Processing. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2005, no. 2, pp. 3–10. (In Russ.)
10. Kutuzov V. M., Ovchinnikov M. A., Vinogradov E. A. Detection Characteristics of the Parametric Method of Signal Processing in a Sparse Antenna Array of a Transportable Decameter Range Radar. *J. of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2020, vol. 23, no. 6, pp. 43–58. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58 (In Russ.)
11. Marple S. L. *Digital Spectral Analysis: With Applications*. N. J., Prentice-Hall, 1987, 492 p.
12. Kutuzov V. M., Barkhatov A. V., Bezuglov A. V., Verem'ev V. I., Konovalov A. A. *Osnovy proektirovaniya mnogopozicionnykh dekametrovnykh RLS prostanstvennoi volny* [Design Fundamentals for Multi-Position Decameter Skywave Radars]. SPb., *Izd-vo SPbGETU «LETI»*, 2012, 191 p. (In Russ.)
13. Shirman Ya. D. *Radioelektronnye sistemy: Osnovy postroyeniya i teoriya. Spravochnik. 2-e Izd.* [Radioelectronic Systems: Foundations of Construction and Theory. Directory. 2nd ed.]. M., *Radiotekhnika*, 2007, 512 p. (In Russ.)
14. Haykin S. O. *Adaptive Filter Theory*. 5th ed. Boston, Pearson, 2013, 912 p.
15. Konovalov A. A. *Osnovy traektornoi obrabotki radiolokatsionnoi informatsii. Chast' 1* [Fundamentals of Trajectory Processing of Radar Information. Part 1]. SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2013, 164 p. (In Russ.)

Information about the authors

Vladimir M. Kutuzov, Dr Sci (Eng.) (1997), Professor, Head of the Department of Radio Engineering Systems, President of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 270 scientific publications. Area of expertise: radiolocation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: vmkutuzov@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3438-1361>

Vladimir I. Veremyev, Cand. Sci. (Eng.) (2000), Professor of the Department of Radio Engineering Systems, Director of the Research Institute "Prognoz", Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 90 scientific publications. Area of expertise: integrated environmental monitoring, complex issues of building radar systems, multi-band multi-position radar systems for airspace and sea surface monitoring.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: vervladiv@gmail.com

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

Mihail A. Ovchinnikov, Master in "Radio Engineering" (2019), Engineer of the Research Institute "Prognoz", Postgraduate Student of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: radiolocation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: mixovchinnikov@list.ru

<https://orcid.org/0000-0003-0814-5370>

Gleb V. Komarov, Specialist of Radioelectronic systems and complexes (2019), Engineer of the Research Institute "Prognoz", Postgraduate Student of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: complex issues of radar, antenna systems.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: komarov_gleb@list.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7561-278X>

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.96

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2022-25-2-54-63>

Следящий радиовысотомер малых высот с системой ФАПЧ

А. А. Монаков[✉], А. А. Тарасенков

Институт радиотехники, электроники и связи,
Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Россия

✉ a_monakov@mail.ru

Аннотация

Введение. Предлагается новый принцип построения следящего радиовысотомера малых высот с непрерывным линейно-частотно-модулированным излучаемым сигналом. Для измерения высоты в радиовысотомере используется замкнутый контур фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). Осуществляется синтез контура ФАПЧ и дана математическая модель радиовысотомера.

Цель работы. Создание математической модели следящего радиовысотомера малых высот, использующего для оценки высоты замкнутый контур ФАПЧ, и проверка методом математического моделирования его работоспособности.

Материалы и методы. Для решения поставленной задачи предложена математическая модель следящего радиовысотомера с измерителем, использующим принципы ФАПЧ для генерации опорного сигнала.

Результаты. Математическое моделирование работы радиовысотомера с контуром ФАПЧ в качестве измерителя высоты до шероховатой подстилающей поверхности доказало его работоспособность и эффективность. При работе по плоской поверхности высотомер дает несмещенную и эффективную оценку высоты при отношениях сигнал/шум больших 10 дБ. При работе по шероховатой подстилающей поверхности, выбранных в статье сценарных параметрах и отношении сигнал/шум 20 дБ полученная оценка высоты приобретает смещение и среднеквадратическое отклонение (СКО), которые увеличиваются с ростом СКО высот шероховатости поверхности. В случае когда СКО высот шероховатости равно удвоенной длине волны излучения, смещение и СКО оценки, соответственно, равны 1 и 5 м при высоте 150 м. В ходе моделирования было обнаружено, что качественные показатели работы высотомера подвержены влиянию аномальных ошибок, которые вызваны глубокими замираниями принимаемого сигнала, возникающими при отражении от шероховатой поверхности.

Заключение. Высотомер, математическая модель которого рассмотрена в статье, может быть использован для измерения высоты полета воздушных судов. Дальнейшие исследования будут посвящены изучению влияния различных факторов на качество работы радиовысотомера, его схемотехнической реализации и проведению натурных испытаний.

Ключевые слова: радиовысотомер малых высот, фазовая автоматическая подстройка частоты

Для цитирования: Монаков А. А., Тарасенков А. А. Следящий радиовысотомер малых высот с системой ФАПЧ // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 54–63. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-54-63

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 29.12.2021; принята к публикации после рецензирования 07.02.2022;
опубликована онлайн 27.04.2022

Low-Range Tracking Radio Altimeter with a Phase-Locked Loop

Andrey A. Monakov ✉, Andrey A. Tarasenkov

Institute of Radio Technique, Electronics and Communication
Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St Petersburg, Russia

✉ a_monakov@mail.ru

Abstract

Introduction. The article proposes a new principle for designing a low-range tracking radio altimeter based on a phase-locked loop (PLL) for frequency-modulated continuous-wave radar (FMCW) systems.

Aim. To develop a model of a low-range tracking radio altimeter, which uses a PLL to estimate the height, as well as to verify its performance via computer simulation.

Materials and methods. To solve the problem, we develop a mathematical model of the tracking radio altimeter with an estimator that uses the principles of PLL to generate a reference signal.

Results. Computer simulation of a radio altimeter with the PLL circuit to measure the height above a rough surface proves the altitude estimate to be efficient. When operating over a perfectly flat surface, the altimeter provides an efficient altitude estimate for a signal-to-noise ratio greater than 10 dB. When operating over a rough surface under the selected scenario parameters, and the signal-to-noise ratio of 20 dB, the resulting height estimate provides a bias, with its standard deviation growing with increasing the surface roughness. When the standard deviation of the surface roughness is twice the transmission wavelength, the bias and standard deviation of the estimate equal 1 m and 5 m, respectively, under the altimeter height of 150 m. The conducted simulation revealed that the quality of the altimeter performance is subject to abnormal errors, which are caused by deep fading of the received signal due to the signal reflecting from a rough surface.

Conclusion. The altimeter under study can be used for estimating the altitude of aircraft flights. Further research will investigate the effect of various factors on the performance quality of the radio altimeter, its circuit implementation and full-scale tests.

Keywords: low-range radio altimeter, phase locked loop

For citation: Monakov A. A., Tarasenkov A. A. Low-Range Tracking Radio Altimeter with a Phase-Locked Loop. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 54–63. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-54-63

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

Submitted 29.12.2021; accepted 07.02.2022; published online 27.04.2022

Введение. Бортовые радиовысотомеры (РВ) широко используются в авиации и космических исследованиях для измерения высоты полета носителя и мониторинга поверхности Земли [1–3]. В радиовысотометрии принято выделять две группы радиовысотометров: РВ малых высот с диапазоном измерения до 1500 м [4, 5] и РВ больших высот, для которых существует нижняя граница диапазона измеряемых высот, равная примерно 100 м [4, 5]. Деление РВ на две группы носит неформальный характер, поскольку группы различаются по используемому методу измерения высоты. В РВ больших высот используется традиционный для радиолокации импульсный метод оценки дальности. Именно поэтому для этой группы существует мини-

мальная высота измерений, существование которой связано с запирающим приемника на время излучения радиоимпульса передатчиком. В РВ малых высот применяется непрерывный сигнал и частотный метод измерения расстояний. Существование максимальной высоты измерений для этой группы связано с тем, что при увеличении высоты пропорционально увеличивается площадь области на поверхности земли, которая участвует в формировании отраженного сигнала. Это увеличение приводит к появлению дальномерного шума – одного из явлений, составляющих предмет исследования радиолокации протяженных целей [6]. Негативным проявлением шума дальности в РВ является увеличение ошибки оценивания с увеличением высоты.

Следящий радиовысотометр малых высот с системой ФАПЧ
Low-Range Tracking Radio Altimeter with a Phase-Locked Loop

В основу измерителя в РВ малых высот положено формирование сигнала биений, который получается на выходе смесителя приемника, на входы которого подаются принятый антенной и усиленный в приемнике сигнал, отраженный от земной поверхности, и ослабленный до необходимого уровня излучаемый сигнал. Средняя частота сигнала биений вне зависимости от закона частотной модуляции излучаемого сигнала прямо пропорциональна высоте полета. Коэффициент пропорциональности – постоянная, которая зависит от скорости изменения частоты излучаемого сигнала. Для измерения высоты в РВ осуществляется оценка средней частоты сигнала биений. Эта оценка может быть реализована разными способами. В простейших РВ происходит простой подсчет числа пересечений сигналом биений нулевого уровня [4, 5, 7] за период модуляции. В более совершенных приборах такая оценка выполняется методами спектрального анализа [8]. Также существуют РВ следящего типа, в которых измерение высоты реализуется путем изменения периода частотной модуляции или девиации частоты излучаемого сигнала. Эти изменения осуществляют таким образом, чтобы частота сигнала биений оставалась примерно постоянной [4, 5, 9, 10]. Постоянство частоты сигнала биений поддерживается специальным контуром автоматического слежения, управляющий сигнал на выходе которого пропорционален измеряемой высоте.

В данной статье предлагается новый принцип измерения высоты полета воздушного судна (ВС) в РВ малых высот, излучающих непрерывный линейно-частотно-модулированный сигнал, который основан на использовании контура фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) [11]. Традиционно система ФАПЧ применяется в радиотехнике для поддержания равенства фаз входного сигнала системы и гармонического сигнала, генерируемого управляемым генератором [12]. ФАПЧ используется в задачах автоматической подстройки частоты гетеродина в преобразователе частоты приемника, измерения частоты принимаемых сигналов, синхронизации телекоммуникационных систем, промышленных систем электроснабжения [12–14]. Вследствие того что

ФАПЧ является замкнутой системой автоматического регулирования, точность выдерживания равенства фаз входного сигнала и сигнала управляемого генератора очень высока. Поэтому естественным является предложение использовать ФАПЧ для измерения параметров сигналов [13, 14]. В случае оценки частоты сигнала биений РВ при помощи ФАПЧ трудно преодолимым препятствием являются зоны обращения фазы сигнала биений, которые возникают в моменты перехода мгновенного значения частоты сигнала биений через нулевой уровень. Если не предпринимать никаких дополнительных мер, в эти моменты каждый раз будет возникать переходный процесс, что негативно скажется на точности измерения высоты. Настоящая статья посвящена модернизации петли ФАПЧ, которая позволяет осуществить слежение за фазой сигнала биений в РВ непрерывного излучения и может быть использована для оценки высоты полета ВС.

Синтез и математическая модель петли ФАПЧ. Допустим, что передатчик РВ излучает сигнал, мгновенная частота которого на периоде модуляции $[0, T_m]$ меняется в соответствии с симметричным пилообразным законом:

$$f(t) = f_0 + \frac{2\Delta F}{T_m} \begin{cases} t, & 0 \leq t \leq \frac{T_m}{4}; \\ \frac{T_m}{2} - t, & \frac{T_m}{4} \leq t \leq \frac{3T_m}{4}; \\ t - T_m, & \frac{3T_m}{4} \leq t \leq T_m, \end{cases}$$

где f_0 – несущая частота; ΔF – девиация частоты сигнала. Фаза излучаемого колебания при этом равна

$$\varphi(t) = 2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau = 2\pi f_0 t + 2\pi \begin{cases} \frac{\Delta F}{T_m} t^2, & 0 \leq t \leq \frac{T_m}{4}; \\ \frac{\Delta F T_m}{8} - \frac{\Delta F}{T_m} \left(t - \frac{T_m}{2}\right)^2, & \frac{T_m}{4} \leq t \leq \frac{3T_m}{4}; \\ \frac{\Delta F}{T_m} (t - T_m)^2, & \frac{3T_m}{4} \leq t \leq T_m. \end{cases}$$

Пусть H – высота, на которой находится ВС над абсолютно гладкой и плоской поверхностью.

Тогда фаза принятого сигнала равна $\varphi(t - \tau_H)$, где $\tau_H = 2H/c$ – время задержки (c – скорость света). При этом сигнал биений можно записать в виде

$$e_b(t) = \exp\{i[\varphi(t - \tau_H) - \varphi(t)]\} = \exp[i\Phi(t, \tau_H)], \quad (1)$$

где

$$\Phi(t, \tau_H) = \varphi(t - \tau_H) - \varphi(t) = \begin{cases} \tau_H(\tau_H - 2t), & \tau_H \leq t \leq 0.25T_m; \\ 2[t - 0.5(0.5T_m + \tau_H)]^2 + \\ + 0.5\tau_H(\tau_H - T_m), & 0.25T_m \leq t \leq 0.25T_m + \tau_H; \\ \tau_H(2t - T_m - \tau_H), & 0.25T_m + \tau_H \leq t \leq 0.75T_m; \\ -2[t - 0.5(0.75T_m + \tau_H)]^2 - \\ - 0.5\tau_H(\tau_H - T_m), & 0.75T_m \leq t \leq 0.75T_m + \tau_H; \\ -\tau_H(2t - 2T_m - \tau_H), & 0.75T_m + \tau_H \leq t \leq T_m + \tau_H, \end{cases} \quad (2)$$

где $v = 4\pi\Delta F/T_m$ – скорость изменения мгновенной частоты.

Сигнал (1), фаза которого соответствует уравнению (2), является входным сигналом синтезируемой петли ФАПЧ. Во входном сигнале следует выделить зоны, где наблюдаются переходы мгновенной частоты через нулевой уровень. Эти зоны соответствуют интервалам $[0.25T_m; 0.25T_m + \tau_H]$ и $[0.75T_m; 0.75T_m + \tau_H]$. Ширина этих зон равна времени задержки τ_H , и при условии $\tau_H \ll T_m$, которое обычно выполняется на практике, этими зонами можно пренебречь при построении опорного сигнала биений $e_r(t) = \exp[i\Phi_r(t, \hat{\tau}_H)]$, фаза которого равна

$$\Phi_r(t, \hat{\tau}_H) = \begin{cases} \hat{\tau}_H(\hat{\tau}_H - 2t), & 0 \leq t \leq 0.25T_m; \\ \hat{\tau}_H(2t - T_m - \hat{\tau}_H), & 0.25T_m \leq t \leq 0.75T_m; \\ -\hat{\tau}_H(2t - 2T_m - \hat{\tau}_H), & 0.75T_m \leq t \leq T_m, \end{cases} \quad (3)$$

где $\hat{\tau}_H = 2\hat{H}/c$ – оценка времени запаздывания, которая соответствует оценке высоты $\hat{H}$ и вычисляется в петле ФАПЧ так, чтобы свести к нулю усредненную на текущем периоде моду-

ляции разность фаз

$$\Delta\Phi[n] = \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} [\Phi(t, \tau_H) - \Phi_r(t, \hat{\tau}_H)] dt, \quad (4)$$

где n – дискретное время (номер текущего периода модуляции). Однако несложно показать, что в силу характера изменения $\Phi(t, \tau_H)$ и $\Phi_r(t, \hat{\tau}_H)$ интеграл в (4) тождественно равен нулю. Поэтому разность фаз $\Delta\Phi(t) = \Phi(t, \tau_H) - \Phi_r(t, \hat{\tau}_H)$ надо подвергнуть такому преобразованию, чтобы $\Delta\Phi[n]$ было пропорционально разности (невязке) времен задержки $\tau_H - \hat{\tau}_H$ или соответствующих высот $H - \hat{H}$.

На рис. 1, а и б приведены графики зависимостей фаз $\Phi(t, \tau_H)$ и $\Phi_r(t, \hat{\tau}_H)$, а также их разности $\Delta\Phi(t)$ от времени на интервале, равном одному периоду модуляции. При расчетах полагалось $H = 150$ м, $\hat{H} = 160$ м, $T_m = 1$ мс. Разность фаз $\Delta\Phi(t)$ носит знакопеременный характер, причем на интервалах $[0; 0.25T_m]$ и $[0.75T_m; T_m]$ этот параметр линейно возрастает

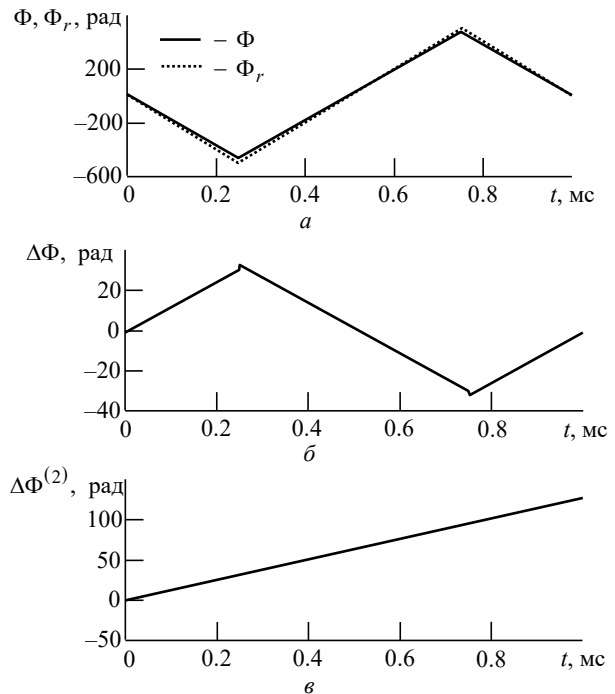


Рис. 1. Временные диаграммы: а – фаз сигнала биений и опорного сигнала; б – их разности; в – разности после преобразования

Fig. 1. Timing diagrams: а – phases of the beat and reference signals, б – their difference, в – the difference after transformation

тает, а на интервале $[0.25T_m; 0.75T_m]$ линейно убывает. Поэтому для получения нужного результата сделаем следующее:

1. Обратим разность фаз $\Delta\Phi(t)$ на интервале $[0.25T_m; 0.75T_m]$, т. е. выполним преобразование

$$\Delta\Phi(t) \rightarrow \Delta\Phi^{(1)}(t) = \begin{cases} \Delta\Phi(t), 0 \leq t \leq 0.25T_m; \\ -\Delta\Phi(t), 0.25T_m \leq t \leq 0.75T_m; \\ \Delta\Phi(t), 0.75T_m \leq t \leq T_m. \end{cases} \quad (5)$$

2. Полученную разность фаз преобразуем

$$\Delta\Phi^{(1)}(t) \rightarrow \Delta\Phi^{(2)}(t) = \begin{cases} \Delta\Phi^{(1)}(t), 0 \leq t \leq 0.25T_m; \\ 2\Delta\Phi^{(1)}(0.25T_m) + \Delta\Phi^{(1)}(t), 0.25T_m \leq t \leq 0.75T_m; \\ 4\Delta\Phi^{(1)}(0.25T_m) + \Delta\Phi^{(1)}(t), 0.75T_m \leq t \leq T_m. \end{cases} \quad (6)$$

График полученной в результате преобразований (5) и (6) разности фаз $\Delta\Phi^{(2)}(t)$ приведен на рис. 1, в. Теперь $\Delta\Phi^{(2)}(t)$ на интервале времени, равном одному периоду модуляции, изменяется линейно, причем, как следует из (2) и (3):

$$\Delta\Phi^{(2)}(t) \approx 2\nu(\tau_H - \hat{\tau}_H)t, 0 \leq t \leq T_m.$$

Поэтому

$$\begin{aligned} \Delta\Phi[n] &= \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} 2\nu(\tau_H - \hat{\tau}_H)tdt = \\ &= \nu T_m(\tau_H - \hat{\tau}_H) = \frac{2\nu T_m}{c}(H - \hat{H}) = \\ &= \mu(H - \hat{H}), \end{aligned}$$

где $\mu = 2\nu T_m/c$ – масштабный коэффициент. Таким образом, в результате преобразований (5) и (6) среднее значение разности фаз $\Delta\Phi[n]$ прямо пропорционально невязке $\varepsilon = H - \hat{H}$. Для реализации режима слежения за высотой сигнал $\Delta\Phi[n]$ достаточно подать на вход сглаживающего фильтра, в состав которого должен входить как минимум один интегратор. Выходной сигнал фильтра является управляющим для подстройки опорного сигнала $e_r(t)$. Математическая модель контура ФАПЧ приведена на рис. 2. На первый вход перемножителя посту-

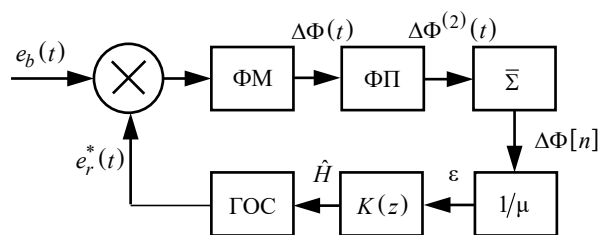


Рис. 2. Математическая модель контура ФАПЧ

Fig. 2. Mathematical model of the PLL circuit

пает сигнал биений $e_b(t)$. Генератор опорного сигнала (ГОС) формирует сигнал $e_r^*(t)$, который подается на второй вход перемножителя. В фазомере (ФМ) вычисляется разность фаз $\Delta\Phi(t)$, которая в фазовом преобразователе (ФП) формируется в $\Delta\Phi^{(2)}(t)$ (5), (6). Из разности фаз $\Delta\Phi(t)$ в усреднителе $\bar{\Sigma}$ получается сигнал $\Delta\Phi[n]$, который после преобразователя масштаба с коэффициентом передачи $1/\mu$ поступает на вход сглаживающего цифрового фильтра с коэффициентом передачи $K(z)$. Оценка высоты $\hat{H}$ подается на управляющий вход ГОС для вычисления опорного сигнала $e_r(t)$.

На рис. 3 приведен эиюр выходного сигнала синтезированной петли ФАПЧ. Цифровой сглаживающий фильтр синтезирован методом билинейного преобразования на основе аналогового фильтра с коэффициентом передачи

$$K(p) = \frac{k}{p(\tau p + 1)},$$

где p – переменная в преобразовании Лапласа; k – статический коэффициент усиления контура ФАПЧ; τ – постоянная времени. Параметры k и τ можно определить путем линеаризации

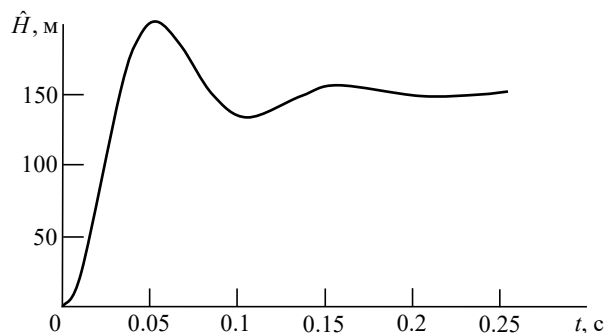


Рис. 3. Сигнал на выходе контура ФАПЧ

Fig. 3. The output of the PLL circuit

полученного контура. Несложно показать, что в этом случае замкнутая система ФАПЧ эквивалентна колебательному звену с коэффициентом передачи

$$G(p) = \frac{\Omega_0^2}{p^2 + 2\xi\Omega_0 p + \Omega_0^2},$$

где Ω_0 – граничная частота полосы пропускания; ξ – коэффициент переколебательности, который может быть вычислен, если задать перерегулирование Δ :

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{1 + (\pi/\ln \Delta)^2}}.$$

Задав граничную частоту Ω_0 и перерегулирование ξ , можно определить статический коэффициент усиления k и постоянную времени τ :

$$k = \frac{\Omega_0}{2\xi}; \tau = \frac{1}{2\xi\Omega_0}.$$

При моделировании контура ФАПЧ были выбраны следующие параметры: $H = 150$ м; $T_m = 1$ мс; $\Delta F = 100$ МГц; $\Omega_0 = 2\pi \cdot 10$ рад/с; $\Delta = 0.3$. Как следует из рис. 2, контур ФАПЧ отрабатывает невязку истинной и опорной высот с заданными показателями системы автоматического регулирования и правильно оценивает высоту полета ВС. Переходный процесс в системе занимает 0.25 с, что составляет 250 периодов модуляции и соответствует выбранной полосе контура слежения 10 Гц.

Точность оценки высоты. Точность измерения высоты определим методом математического моделирования для случая, когда подстилающая поверхность является цилиндрической, абсолютно проводящей и шероховатой [15]. Будем считать, что высоты шероховатости поверхности $\xi(x)$ имеют нормальное распределение вероятностей с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией

$$C_\xi(x) = s^2 \exp\left[-(x/\Lambda)^2\right],$$

где s и Λ – СКО и радиус корреляции случайных высот.

Рассмотрим сначала случай, когда $s = 0$, т. е. поверхность земли является абсолютно гладкой.

Следящий радиовысотомер малых высот с системой ФАПЧ
Low-Range Tracking Radio Altimeter with a Phase-Locked Loop

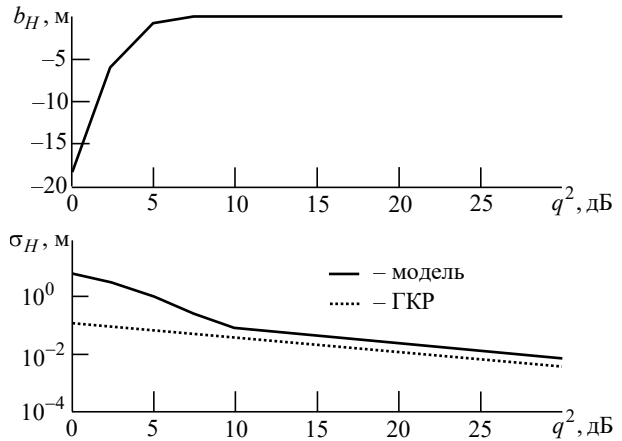


Рис. 4. Зависимости смещения и СКО оценки высоты от ОСШ

Fig. 4. Bias and standard deviation of the altitude estimate versus SNR

На рис. 4 приведены полученные в результате моделирования зависимости смещения b_H и СКО ошибки σ_H оценки высоты от отношения сигнал/шум (ОСШ) q^2 . Шум будем считать белым, комплексным и аддитивным, действующим совместно с сигналом $e_b(t)$ на входе комплексного перемножителя (рис. 2). Высота и параметры РВ были выбраны следующими: $H = 150$ м; $f_0 = 4.3$ ГГц ($\lambda = 7$ см); $T_m = 1$ мс; $\Delta F = 100$ МГц; $\Omega_0 = 2\pi \cdot 10$ рад/с, $\Delta = 0.3$.

Ширина луча антенны РВ $\Delta\theta = 30^\circ$, и при заданной высоте H антенна равномерно освещала участок поверхности шириной 78 м. Прототипом цифрового сглаживающего фильтра в петле ФАПЧ был выбран аналоговый фильтр с коэффициентом передачи

$$K(p) = \frac{k(\tau p + 1)}{p^2}.$$

Статический коэффициент передачи k и постоянная времени τ были выбраны так, чтобы замкнутый контур имел заданные значения граничной частоты полосы пропускания Ω_0 и перерегулирования Δ .

Пунктирная линия на рис. 4 соответствует границе Крамера–Рао (ГКР) для СКО ошибки измерения высоты, которая рассчитывалась в соответствии с уравнением

$$\sigma_{\text{ГКР}} = \frac{c}{8\pi q \Delta F}.$$

Из рис. 4 следует, что при $q^2 \geq 10$ дБ предлагаемая схема РВ дает несмещенную и эффективную оценку высоты.

Результаты моделирования работы РВ при шероховатой подстилающей поверхности приведены на рис. 5. Для расчета отраженного от шероховатой поверхности сигнала была взята модель абсолютно проводящей цилиндрической случайной поверхности и использовался метод касательной плоскости (метод Кирхгоффа), т. е. модель сигнала полностью соответствовала модели, использованной в [15]. При моделировании был выбран радиус корреляции поверхности $\Lambda = 3$ м. Расстояние между точками поверхности, в которых рассчитывался поверхностный ток, было выбрано равным $\lambda/8$.

На рис. 5 приведены зависимости смещения b_H и СКО ошибки оценки высоты σ_H от СКО случайных высот s при двух фиксированных значениях высоты H : 75 и 150 м. Количество независимых реализаций поверхности $K = 1000$. Моделирование проводилось при ОСШ $q^2 = 20$ дБ, причем к принятому сигналу РВ добавлялись шумы, средняя мощность которых рассчитывалась с учетом выбранного значения ОСШ q^2 при гладкой поверхности, когда $s = 0$ м. Анализируя представленные на рисунке кривые, можно утверждать, что смещение и СКО оценки увеличиваются с ростом СКО случайных высот поверхности. При этом при максимальной для проводимого машинно-

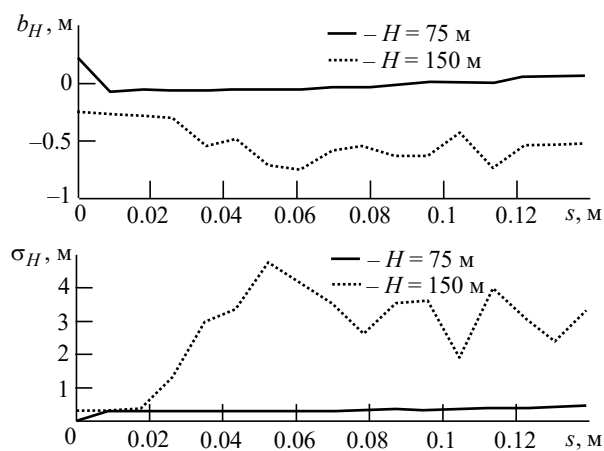


Рис. 5. Зависимости смещения и СКО оценки высоты от СКО высот шероховатостей поверхности

Fig. 5. Plots of the bias and standard deviation of the altitude estimates versus standard deviation of the surface roughness

го эксперимента шероховатости поверхности $s = 0.14$ м, что в длинах волн составляет 2λ , смещение оценки $b_H \leq 1$ м, а СКО $\sigma_H \leq 5$ м. Достаточно большие значения СКО оценки высоты, полученные при моделировании, объясняются аномальными ошибками оценивания, когда вследствие шероховатости поверхности принятый сигнал претерпевает глубокие замирания. Эти замирания при выбранном сценарии математического эксперимента присутствуют на протяжении всего интервала наблюдения и вызывают существенное уменьшение ОСШ, что и является причиной возникновения аномальных ошибок оценивания. Графики на рис. 6, где представлены зависимости 90-го перцентиля абсолютного значения ошибки оценки высоты, подтверждают сделанный вывод: согласно кривым абсолютное значение ошибки при оценке высоты в 90 % случаев меньше 0.8 м при $H = 75$ м и 2 м при $H = 150$ м.

Подобное явление характерно для случая, когда РВ не движется относительно поверхности. При полете носителя над шероховатой поверхностью глубокие замирания принимаемого сигнала должны появляться лишь кратковременно и отфильтровываться следящим контуром. Поэтому точность оценки высоты полета при движении носителя РВ должна быть высокой.

Результаты, представленные на рис. 5 и 6, свидетельствуют о том, что оценка высоты является типичной проблемой радиолокации протяженных целей (см., например, [6]). Для протяженных целей характерным является рост

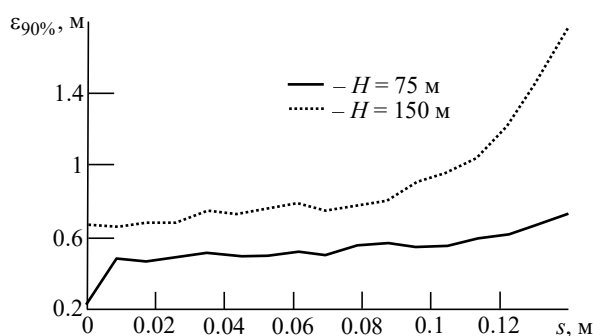


Рис. 6. Зависимости 90-го перцентиля абсолютного значения ошибки оценки высоты от СКО шероховатостей поверхности

Fig. 6. Plots of the 90-percentile of absolute values of altitude estimate errors versus standard deviation of the surface roughness

ошибок оценивания измеряемой координаты с увеличением протяженности цели даже при достаточно высоких значениях ОСШ. В случае радиовысотометрии роль цели выполняет освещаемый антенной РВ участок поверхности земли. Протяженность такой цели по дальности (высоте) увеличивается с ростом высоты РВ над поверхностью и СКО высот шероховатости. На рис. 5 и 6 четко видна тенденция по увеличению ошибки оценивания высоты при росте самого оцениваемого параметра H и шероховатости поверхности.

Заключение. В статье рассмотрен новый принцип построения РВ малых высот с непрерывным линейно-частотно-модулированным сигналом, который основан на использовании контура ФАПЧ. В отличие от стандартной системы ФАПЧ опорным сигналом в РВ является сигнал биений с перестраиваемой частотой. В статье предложена математическая модель РВ, которая может быть использована для определения параметров контура ФАПЧ. Математическое моделирование контура ФАПЧ РВ показало, что при гладкой поверхности оценка высоты имеет пренебрежимо малое смещение и СКО, равное нижней границе Крамера–Рао, при отношении

сигнал/шум больше 10 дБ. При измерении высоты, истинное значение которой выбрано равным 75 или 150 м над шероховатой цилиндрической поверхностью, и ОСШ 20 дБ, оценка имеет смещение и СКО, которые увеличиваются с ростом высоты РВ и СКО случайных высот шероховатостей. Эти величины достигают значений 1 и 5 м соответственно при СКО высот шероховатостей, равном двум длинам волны излучения РВ, которая при моделировании была выбрана равной 7 см. Сравнительно большие значения СКО оценки высоты являются следствием возникновения аномальных ошибок оценивания, вызванных глубокими замираниями принимаемого сигнала при отражении от шероховатой поверхности. Эти замирания не сглаживались следящим контуром вследствие того, что сценарий моделирования не предусматривал перемещения РВ относительно поверхности, и сигнал от поверхности поэтому не флюктуировал по амплитуде. Дальнейшие исследования предлагаемого РВ будут посвящены вопросам влияния движения носителя, диаграммы направленности антенны и параметров контура ФАПЧ на точность измерения высоты, схемотехнической реализации РВ и его натурным испытаниям.

Список литературы

1. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 2 / под ред. М. И. Скольника; пер. с англ. под общ. ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 680 с.
2. Radar handbook / ed. by M. I. Skolnik. 2nd ed. NY: McGraw-Hill, 1990. 1200 p.
3. Skolnik M. I. Introduction to radar systems. 2nd ed. NY: McGraw-Hill, 1980. 581 p.
4. Сосновский А. А., Хаймович И. А. Радиоэлектронное оборудование летательных аппаратов: справ. М.: Транспорт, 1987. 255 с.
5. Авиационная радионавигация: справ. / А. А. Сосновский, А. И. Хаймович, Э. А. Лутин, И. Б. Максимов; под ред. А. А. Сосновского. М.: Транспорт, 1990. 264 с.
6. Островитянов Р. В., Басалов Ф. А. Теория радиолокации протяженных целей. М.: Радио и связь, 1992. 232 с.
7. Vidmar M. Design Improves 4.3 GHz Radio Altimeter Accuracy // *Microwaves & RF*. 2005. Vol. 44, № 6. P. 57–70.
8. Improved Frequency Estimation Technique for FMCW Radar Altimeters / S. Reshma, P. R. Midhunkrishna, S. Joy, S. Sreelal, M. Vanidevi // 2021 Intern. Conf. on Recent Trends on Electronics, Information, Communication & Technology (RTEICT).

- Bangalore, India, 27–28 Aug. 2021. IEEE, 2021. P. 185–189. doi: 10.1109/RTEICT52294.2021.9573544
9. Жуковский А. П., Оноприенко Е. И., Чижов В. И. Теоретические основы радиовысотометрии / под ред. А. П. Жуковского. М.: Сов. радио, 1979. 320 с.
10. Тарасенков А. А. ЧМ-радиодальномер с дискретным следящим контуром // *Датчики и системы*. 2019. № 2. С. 40–44.
11. Пат. RU 207967 U1 G01S 13/34 (2021.08) H04L 25/03 (2021.08). Радиовысотометр с непрерывным излучением и фазовой автоподстройкой опорного сигнала / А. А. Монаков, А. А. Тарасенков. Оpubл. 29.11.2021. Бюл. № 34.
12. Roland E. Best Phase-Locked Loops. Design, Simulation and Applications. 4th ed. Ohio: Blacklick McGraw-Hill, 1999.
13. S. Shinnaka. A New Frequency-Adaptive Phase-Estimation Method Based on a New PLL Structure for Single-Phase Signals. 2007 Power Conversion Conf. Nagoya, Japan, 2–5 Apr. 2007. IEEE, 2007. P. 191–198. doi: 10.1109/PCCON.2007.372967
14. Xu W., Huang C., Jiang H. Analyses and Enhancement of Linear Kalman-Filter-Based Phase-Locked Loop. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2021. Vol. 70. P. 1–10, art. № 6504510. doi: 10.1109/TIM.2021.3112776

15. Monakov A., Nesterov M. Statistical Properties of FMCW Radar Altimeter Signals Scattered from a Rough Cylindrical Surface // IEEE Transactions on Aerospace and

Electronic Systems. 2017. Vol. 53, № 1. P. 323–333. doi: 10.1109/TAES.2017.2650498

Информация об авторах

Монаков Андрей Алексеевич – доктор технических наук (2000), профессор (2005) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Почетный машиностроитель РФ (2005), почетный работник высшего профессионального образования РФ (2006). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация протяженных целей; цифровая обработка сигналов; радиолокаторы с синтезированной апертурой; исследование природных сред радиотехническими методами; управление воздушным движением.

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

E-mail: a_monakov@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4469-0501>

Тарасенков Андрей Александрович – старший преподаватель кафедры аэрокосмических приборов и систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, ведущий инженер лаборатории СВЧ ООО "КОНТУР-НИИРС". Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – приборостроение; измерительно-вычислительные системы; цифровая обработка сигналов; СВЧ приемопередающие устройства.

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

E-mail: Wagir@mail.ru

References

1. Skolnik M. I. Radar handbook. 3rd ed. McGraw-Hill Education, 2008, 1328 p.

2. Radar Handbook. Ed. by M. I. Skolnik. 2nd ed. NY, McGraw-Hill, 1990, 1200 p.

3. Skolnik M. I. Introduction to Radar Systems. 2nd ed. NY, McGraw-Hill, 1980, 581 p.

4. Sosnovskii A. A., Khaimovich I. A. *Radioelektronnoe oborudovanie letatel'nykh apparatov: sprav.* [Aircraft Radio Equipment Handbook]. Moscow, Transport, 1987, 255 p. (In Russ.)

5. Sosnovskii A. A., Khaimovich A. I., Lutin E. A., Maksimov I. B. *Aviatsionnaya radionavigatsiya: sprav.* [Air Navigation Aids. Handbook] Moscow, Transport, 1990, 264 p. (In Russ.)

6. Ostrovityanov R. V., Basalov F. A. *Teoriya radiolokatsii protyazhennykh tselei* [Theory of Radar of Extended Targets]. Moscow, Radio i svyaz', 1992, 232 p. (In Russ.)

7. Vidmar M. Design Improves 4.3 GHz Radio Altimeter Accuracy. *Microwaves & RF*. 2005, vol. 44, no. 6, pp. 57–70.

8. Reshma S., Midhunkrishna P. R., Joy S., Sreelal S., Vanidevi M. Improved Frequency Estimation Technique for FMCW Radar Altimeters. 2021 Intern. Conf. on Recent Trends on Electronics, Information, Communication & Technology (RTEICT). Bangalore, India, 27–28 Aug. 2021. IEEE, 2021, pp. 185–189. doi: 10.1109/RTEICT52294.2021.9573544

9. Zhukovskii A. P., Onoprienko E. I., Chizhov V. I. *Teoreticheskie osnovy radiovysotometrii* [Theory of Radio Altimetry]. Moscow, Sov. radio, 1979, 320 p. (In Russ.)

10. Tarasenkova A. A. The FM-Radio Range Sensor with Digital Tracking Loop. *Sensors and Systems*. 2019, no. 2, pp. 40–44.

11. Monakov A. A., Tarasenkova A. A. FMCW Radio Altimeter with the PLL to Adjust the Reference Signal. Pat. RU 207967 U1 G01S 13/34 (2021.08) H04L 25/03 (2021.08).

12. Roland E. Best Phase-Locked Loops. Design, Simulation and Applications. 4th ed. Ohio, Blacklick McGraw-Hill, 1999.

13. Shinnaka S. A New Frequency-Adaptive Phase-Estimation Method Based on a New PLL Structure for Single-Phase Signals. 2007 Power Conversion Conf. Nagoya, Japan, 2–5 April 2007. IEEE, 2007, pp. 191–198. doi: 10.1109/PCCON.2007.372967

14. Xu W., Huang C., Jiang H. Analyses and Enhancement of Linear Kalman-Filter-Based Phase-Locked Loop. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2021, vol. 70, pp. 1–10. Art. no. 6504510. doi: 10.1109/TIM.2021.3112776

15. Monakov A., Nesterov M. Statistical Properties of FMCW Radar Altimeter Signals Scattered from a Rough Cylindrical Surface. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2017, vol. 53, no. 1, pp. 323–333. doi: 10.1109/TAES.2017.2650498

Information about the authors

Andrey A. Monakov – Dr Sci. (Eng.) (2000), Professor (2005) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. Honored Mechanical Engineer of the Russian Federation (2005), Honored Worker of Higher Professional Education of the Russian Federation (2006). The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: extended radar targets; digital signal processing; synthetic aperture radar; remote sensing; air traffic control.

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

E-mail: a_monakov@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-4469-0501>

Andrey A. Tarasenkov – Senior Lecturer of the Department of Aerospace Instrumentation and Systems, St. Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. Leading Engineer of the Microwave Laboratory of "KONTUR-NIIRS" Company, Saint Petersburg. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: instrumentation; measuring and computing complexes; digital signal processing; microwave technique.

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

E-mail: Wagir@mail.ru

Конференции, форумы, семинары

29-я Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием

«Вакуумная техника и технологии – 2022»

21–23 июня 2022 года

Россия, Санкт-Петербург

29-я Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием проводится 21–23 июня 2022 г. в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина).

Конференция посвящена обсуждению новейших достижений в физике вакуума и газового разряда при низком давлении, технике получения вакуума, измерения давлений и контроля герметичности, методах осаждения пленок и обработки поверхности, создания перспективных материалов и др. Отдельное внимание будет уделено применению вакуумных технологий в промышленности и научных исследованиях и, в частности, в атомной промышленности, металлургии и добывающих отраслях. Обсуждению подлежат вопросы образования, повышения квалификации и подготовки специалистов высшей квалификации.

Основные направления работы конференции:

1. Вакуумная техника.
2. Контроль герметичности.
3. Вакуумные технологии.

Форма участия:

- Слушатель
- Устный доклад
- Стендовый доклад
- Видеопрезентация
- Заочное участие
- Реклама продукции

Рабочие языки конференции: русский, английский.

Synthesis of Algorithms and Procedures for Real-Time Internal Calibration of Receiving Channels in Digital Phased Antenna Arrays

Viet Hung Tran, Minh Thien Hoang,
Van Bac Nguyen, Bao Nguyen Phung✉

Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

✉ nguyenphungbao@lqdtu.edu.vn

Abstract

Introduction. Real-time calibration is essential for maintaining the performance of modern digital phased antenna array (DPAA) systems. Previous papers have proposed a method of real-time internal calibration for all receiving channels. This method uses a calibration signal (CalSig) of the same frequency spectrum as the received signal, modulated in phase and amplitude by the binary phase-shift keying (BPSK) and on-off keying (OOK) codes, respectively. With the purpose of improving the method, we propose an algorithm for estimating the phase and amplitude parameters of each receiving channel on the basis of continuous phase correlation accumulation of CalSig samples.

Aim. Synthesis of algorithms and procedures for real-time internal calibration of receiving channels in digital phased antenna arrays.

Materials and methods. Calibration algorithms and calibration procedure were analyzed and synthesized using the methods of systems analysis. In addition, the methods of systems engineering and technology, digital processing of radar signals and synthesis of building test models close to actual requirements were applied.

Results. The advantage of the proposed calibration algorithm and calibration procedure consists in using CalSig modulated by the BPSK and OOK codes. The results obtained on a small DPAA system with four receiving channels gave the error of phase and amplitude lower than 0.3° and 0.05 dB, and the error of main beam direction lower than 0.2° . The results of testing the developed DPAA model confirmed the simplicity and high calibration accuracy of the approach under study.

Conclusion. The proposed calibration algorithm and calibration procedure have the advantage over those proposed in previous research in terms of simplicity and resource efficiency. This fact determines the prospects for using the obtained results.

Keywords: digital phased antenna array, real-time internal calibration, calibration signal, calibration procedure, digital beamforming

For citation: Viet Hung Tran, Minh Thien Hoang, Van Bac Nguyen, Bao Nguyen Phung. Synthesis of Algorithms and Procedures for Real-Time Internal Calibration of Receiving Channels in Digital Phased Antenna Arrays. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 64–73. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-64-73

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

Submitted 22.12.2021; accepted 03.03.2022; published online 27.04.2022

Introduction. The method of real-time internal calibration method for all receiving channels is attracting wide research interest and is implemented in many digital phased antenna array (DPAA) systems [1–6]. With the development of integrated circuits technologies, the calibration problem can be solved entirely in the digital domain. The method of real-time internal calibration of the receiving channel is a calibration process that takes place continuously and simultaneously with the process of receiving signals, exerting little influence on the received signal [7–9]. Various extensions of this method have so far been published. However, some problems associated with calibration signals (CalSig) and their processing remain to be solved [9, 10]. Our previous papers [11, 12] proposed using a CalSig with the same frequency as the received signal, modulated in phase and amplitude by the binary phase-shift keying (BPSK) and on-off keying (OOK) codes, respectively. This solution has shown several advantages over other methods. Using such a CalSig structure, this paper proposes an algorithm for estimating the phase and amplitude parameters of the receiving channels, which may serve as a basis for performing the calibration procedure. The proposed algorithm and calibration procedure are characterized by implementation simplicity, low resource consumption and high reliability. The obtained results confirm the advantages of the proposed solution over those published in literature.

Synthesis of an algorithm for estimating the parameters and calibration procedures of receiving channels. Fig. 1 presents the structure of a

typical DPAA system with an integrated internal calibration subsystem. The system consists of Transceiver Modules (A), Signal Generation and Distribution Block (B), Analog to Digital Converter (ADC) Block (C), and the Signal Processing Block (D). The structure and function of transceiver modules (TRM) are specified in [11, 12]. The output received signal of the TRM is a signal at the mid-frequency IF, which is amplified and digitized in the ADC Block to obtain the output digital mid-frequency signal IFs. Next, the IFs signal is fed to the Signal Processing Block, which is digitally demodulated in the Digital Down Converter (DDC) Unit to receive the complex baseband I/Q signal $S_{TH}(n)$. This I/Q signal $S_{TH}(n)$ contains CalSig samples modulated according to the BPSK and OOK codes as illustrated in Fig. 2 [11]. Then, all receiving channels are calibrated in the Calibration Unit (D4). Each receiving channel has an independent "Measure and Calibration" unit, whose diagram is shown in Fig. 3. This unit has

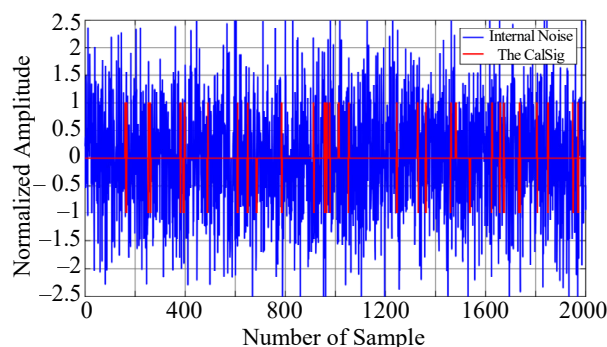


Fig. 2. CalSig and internal noise in each receiver channel

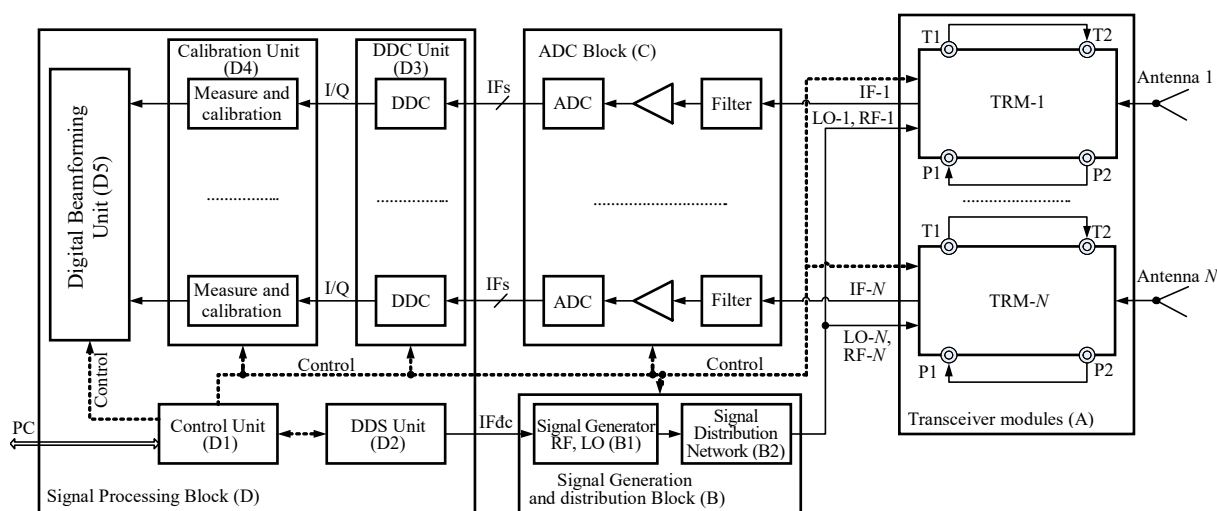


Fig. 1. Typical structure schema of DPAA system

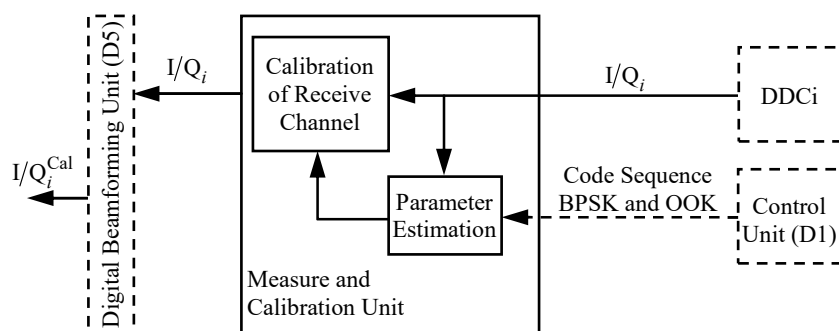


Fig. 3. Measure and Calibration Unit in each receiver channel

the function of estimating the phase and amplitude parameters of receiving channels and performing calibration procedures, which will be detailed in the following sections.

1. Synthesis of an algorithm for estimating the parameters of receiving channels. CalSig is modulated by two codes – BPSK and OOK. These two codes are precisely time-synchronized by the DDC Unit, the result of which is illustrated in Fig. 4. The amplitude and phase parameters of receiving channels are estimated by correlating CalSig samples. CalSig sampling is carried out simultaneously with the OOK code; the continuously cumulative addition phase correlated with the BPSK code sequence. After accumulating the required number of M pulses, the cumulative total

value is determined, and two parameters of phase and amplitude for each receiving channel are estimated. These two parameters are further used for the calibration procedure. The block diagram of the Parameter Estimation Module is shown in Fig. 5. The "Correlation multiplier" element is essentially the change of sign according to the phase code sequence $C(n) = \pm 1$ such that the CalSig samples have the same sign. In addition, in order to ensure measurement quality, the detected samples with large received signals are rejected.

To ensure an optimal resource efficiency of the method, the correlative accumulative process is performed in parallel with the acquisition process without using data buffers. This solution consumes less resources as there is no need to use large data buffers

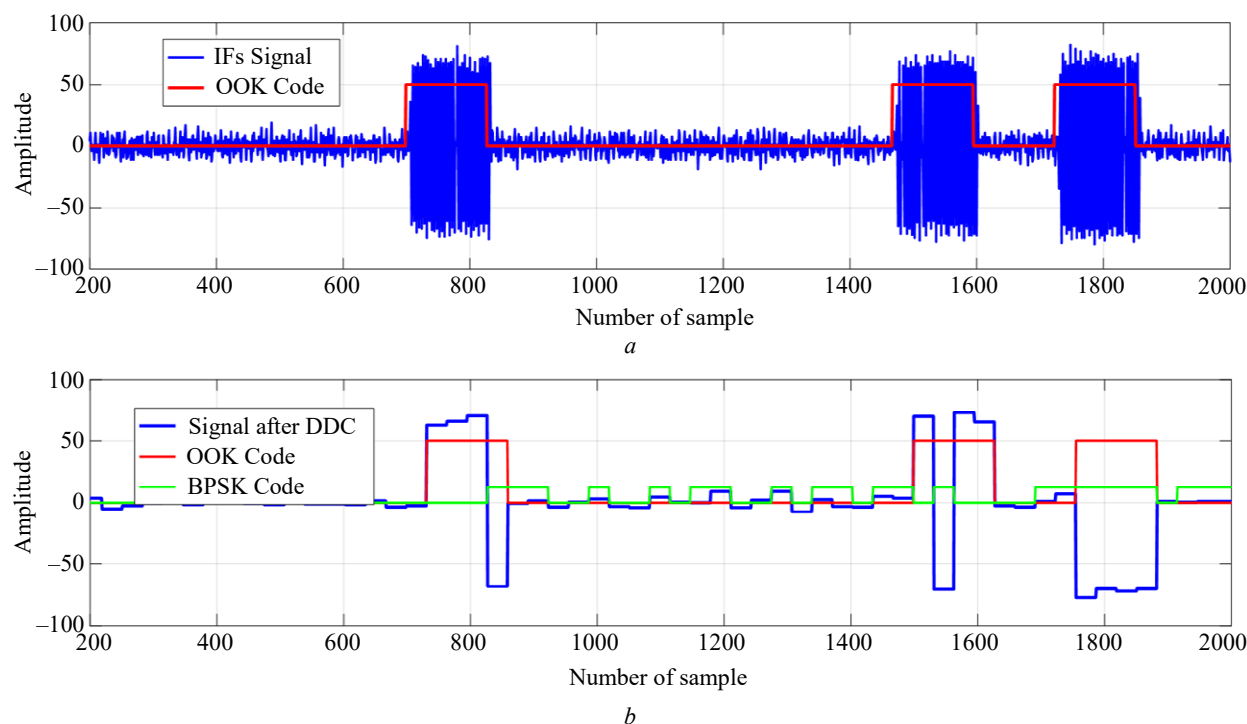


Fig. 4. CalSig after DDC synchronized with code BPSK and OOK: a – digital mid-frequency signal IFs; b – signal after DDC

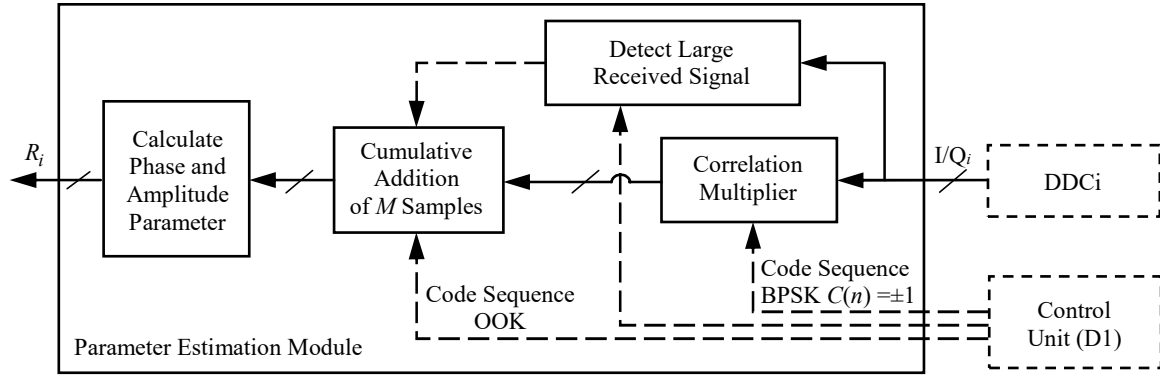


Fig. 5. The block diagram of the Parameter Estimation Module

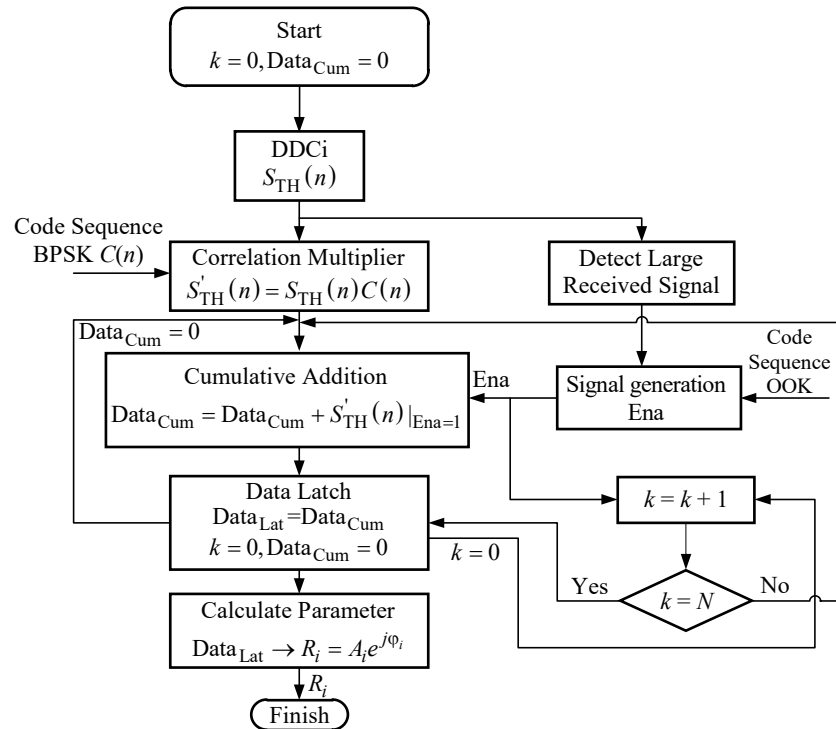


Fig. 6. The algorithm diagram of the Parameter Estimation Module

along with specialized signal processing cores, such as Fast Fourier Transform (FFT) or Finite Impulse Response (FIR) [2–6], to perform the measurements.

From the above analysis, the algorithm diagram of the Parameter Estimation Module is synthesized and presented in Fig. 6.

2. Synthesis of calibration procedures. Calibration of a phased network antenna system consists of two stages: static calibration and dynamic calibration [2, 13]. In [13], the basic steps for general phase network antenna systems are presented. For a DPAA system, which integrates the internal calibration subsystem as shown in Fig. 1, the connection diagram and parameter symbols of some main components are shown in Fig. 7.

The main components include the following:

- *Receiving Channel* represents all components constituting the receiving route from the input of the TRM to the output of the DDC Unit;
- *Transmission Structure* represents the CalSig path from the signal distribution network to the receiving channel input;
- *Parameter Estimator* module is responsible for estimating the receiving channel parameters as de-scribed above;
- *Receiver input signal feed element* is used to supply the input signal to the TRMs. It can be a 1: N power divider or antenna elements.

The coefficients with symbols in Fig. 7 are as follows:

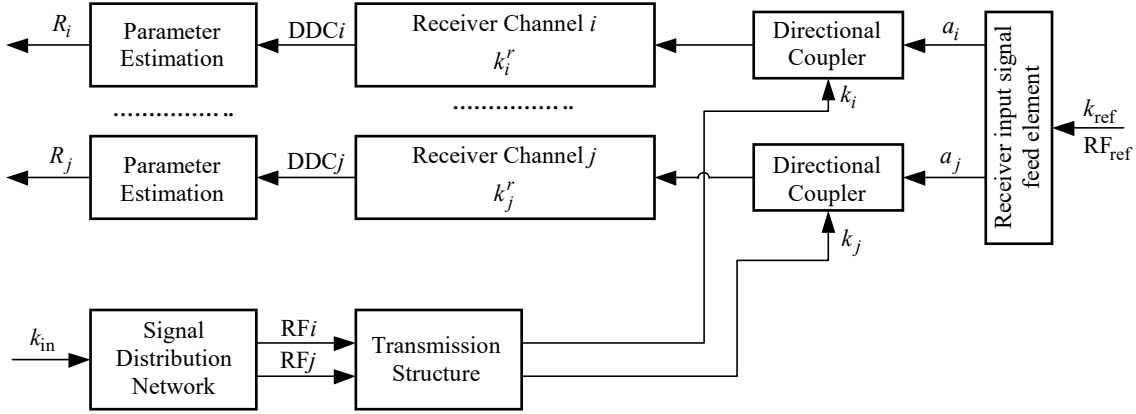


Fig. 7. Connection diagram of some key components in calibration

$k_{i(i=1...N)}$ – parameter of the entire CalSig feedline from the Signal Distribution Network input to the receiving channel input (including Directional Coupler);

k_i^r – receiving channel transfer function;

$R_{i(i=1...N)}$ – receiving channel parameter after performing parameter estimation;

a_i – parameters of receiver input signal feed element;

k_{ref} , k_{in} – parameter of an individual input signal.

Let us describe each calibration stage in detail.

Static calibration procedure. Static calibration to determine the relationship of the static coefficients $k_{i(i=1...N)}$ and $a_{i(i=1...N)}$. Subsequently, these parameters are recorded for use in dynamic calibration. The static calibration diagram is shown in Fig. 8. The input reference signal to the TRMs is supplied through a 1: N power divider, which is a CalSig extracted from the Signal Distribution Network. The procedure is performed via

the following steps:

Step 1. Measuring the receiving channel parameters $R_{i(i=1...N)}$ when the reference signal is fed to the TRM input through the 1: N power divider. It should be noted that the CalSig is not issued according to the dedicated calibration curve. The coefficients are calculated as follows:

$$R_i = k_{ref} a_i k_i^r; R_j = k_{ref} a_j k_j^r. \quad (1)$$

From (1),

$$F_{ij}^r = R_i / R_j = (a_i k_i^r) / (a_j k_j^r). \quad (2)$$

Step 2. Measuring the receiving channel parameters when only CalSig is fed according to the dedicated calibration line. The coefficients are calculated as follows:

$$R_i = k_{in} k_i k_i^r; R_j = k_{in} k_j k_j^r. \quad (3)$$

From (3),

$$K_{ij}^r = R_i / R_j = (k_i k_i^r) / (k_j k_j^r). \quad (4)$$

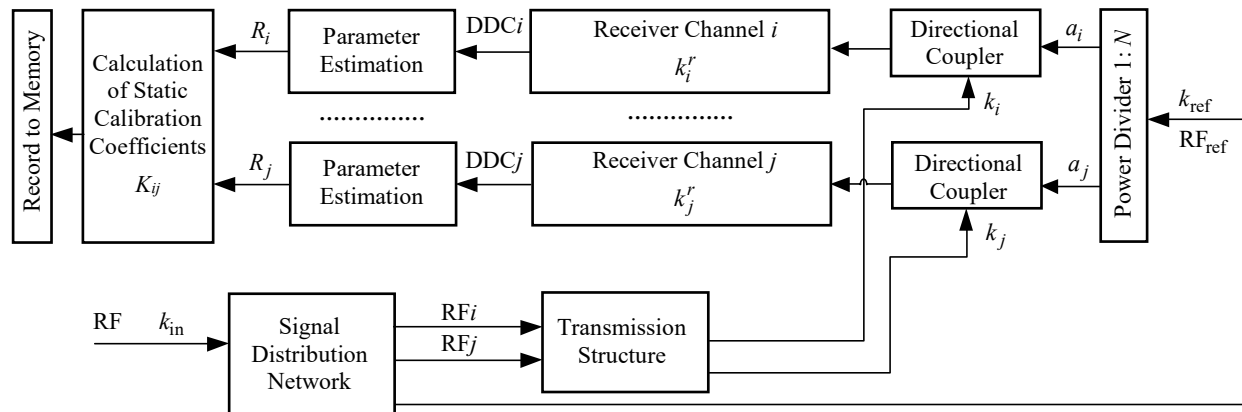


Fig. 8. Connection diagram when static calibration

Step 3. Estimating static calibration coefficients. Under N receiving channels, $(N-1)$ static coefficients with channel 1 as standard are obtained; these coefficients are stored in memory to compensate for dynamic calibration. From the two expressions (2) and (4), an expression to calculate the static calibration coefficient $K_{1j}(j=2...N)$ can be derived:

$$K_{1j}(j=2...N) = (a_1 k_j) / (a_j k_1). \quad (5)$$

Dynamic calibration procedure. Dynamic calibration for compensating amplitude and phase changes of the elements constituting the receiving channel due to component ageing and operating temperature variations. CalSig is supplied continuously from a dedicated calibration line. Let us assume that, over time, the transfer functions of the receiving channel change. The changed parameters are denoted by a sign ($'$). Fig. 9 presents the diagram of system connection.

The procedure is performed through the following steps:

Step 1. CalSig is fed according to the dedicated calibration line. The coefficients are calculated:

$$R'_i = k_{in} k_i k_i^{r'}; R'_j = k_{in} k_j k_j^{r'}. \quad (6)$$

From (6),

$$K_{ij}^{r'} = R'_i / R'_j = (k_i k_i^{r'}) / (k_j k_j^{r'}). \quad (7)$$

Step 2. Estimating the dynamic calibration coefficients. From the two expressions (5) and (7), an expression to calculate the dynamic calibration coefficient $F_{1j}^{r'}(j=2...N)$ can be obtained:

$$F_{1j}^{r'}(j=2...N) = (a_1 k_1^{r'}) / (a_j k_j^{r'}). \quad (8)$$

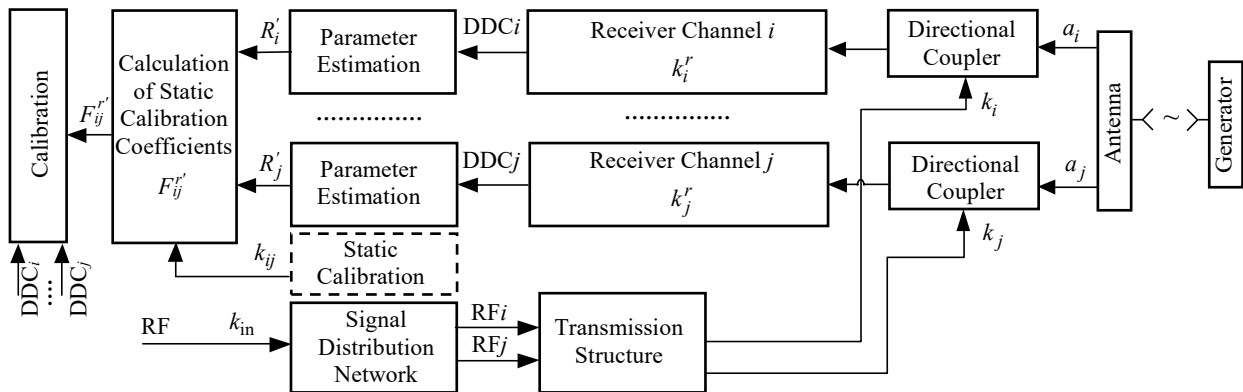


Fig. 9. Connection diagram when dynamic calibration

Step 3. Calibrating the receiving channels. The coefficients $F_{1j}^{r'}(j=2...N)$ from (8) are used to calibrate the receiving channels while the system is being operated. Let us denote the complex received signal before calibration as $S_{DDCj}(j=1...N)$, then the complex signal after calibration $S_{DDCj}^{Cal}(j=1...N)$ can be calculated using the following expression:

$$S_{DDCj}^{Cal}(j=2...N) = S_{DDCj}(j=2...N) F_{1j}^{r'}. \quad (9)$$

After step 3, all receiving channel signals are phase and amplitude synchronized according to receiving channel 1 before being sent to a digital beamform compositor. Indeed, $R'_j(j=2...N)$ and $R_j^{Cal}(j=2...N)$ are the signal parameters before and after calibration, respectively. By transforming these parameters according to expression (9),

$$R_j^{Cal} = R'_j F_{1j}^{r'} = R'_j (R'_i / R'_j) = R'_i. \quad (10)$$

It follows from (10) that the parameters of the channels are synchronized with channel 1.

Calibration tests and beamforming:

1. Development of an experimental model. The experimental model is a small DPAA system with the basic components shown in Fig. 1, including four TRMs. The system is tested in the L-Band frequency range, the PCBs are designed on FR4 material, the printed circuit thickness is 1.6 mm. The system components for testing the calibration process are shown in Fig. 10.

2. Calibration procedures. During calibration, the RF signal has a frequency of 1570 MHz, the IF

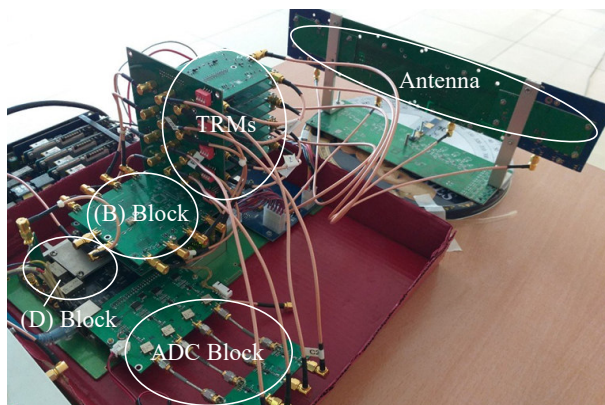


Fig. 10. The system components for the calibration process experiment

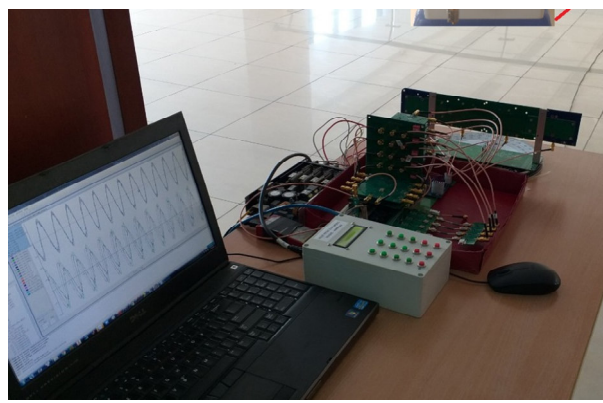


Fig. 12. Diagram of test connection of dynamic calibration procedure



Fig. 11. Diagram of test connection of static calibration procedure



Fig. 13. System image when testing

signal has a frequency of 90 MHz. Calibration cycles are performed as follows.

The static calibration procedure is carried out in a laboratory, with the connection diagram shown in Fig. 11. The static calibration coefficients were found equal: $0.82e^{j9^\circ}$, $0.87e^{j3^\circ}$, $1.16e^{j4^\circ}$. In principle, these factors should be measured over the entire operating frequency range of the system [13]. Depend-

ing on the accuracy requirements and the degree of deviation, the number of frequency points to be measured is selected reasonably.

The dynamic calibration procedure is carried out in field tests, with the connection diagram shown in Fig. 12. It can be seen that the input signal to the channels is received from an antenna with a transmitter located in a far-field zone. The antenna consists of four elements, made by a strip

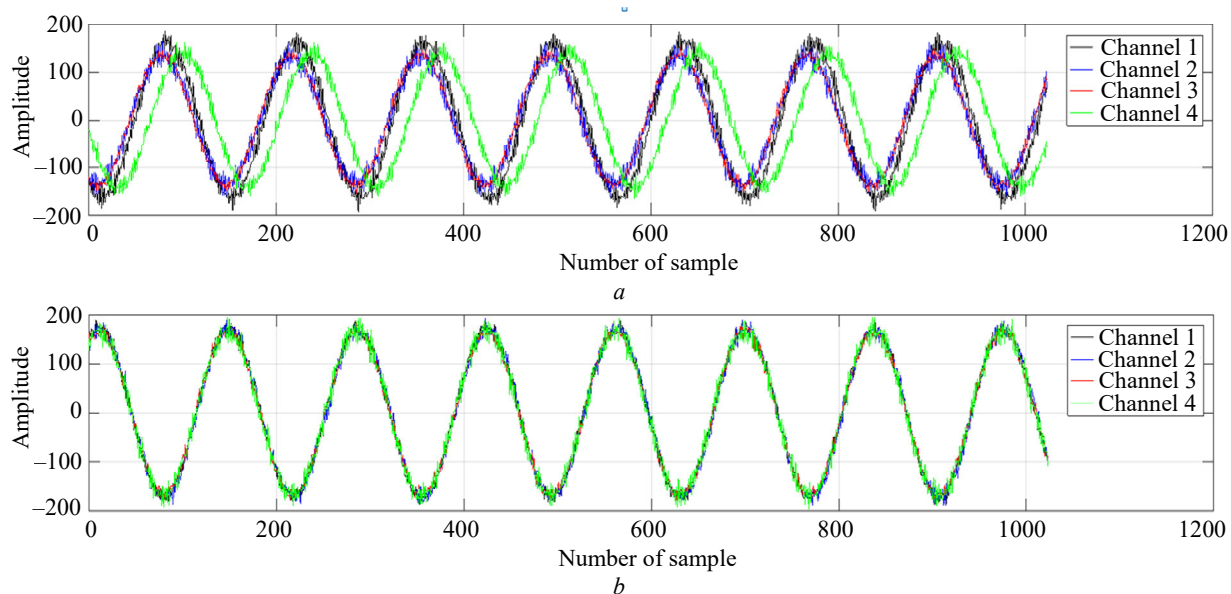


Fig. 14. Received channels signal: *a* – before calibration; *b* – after calibration

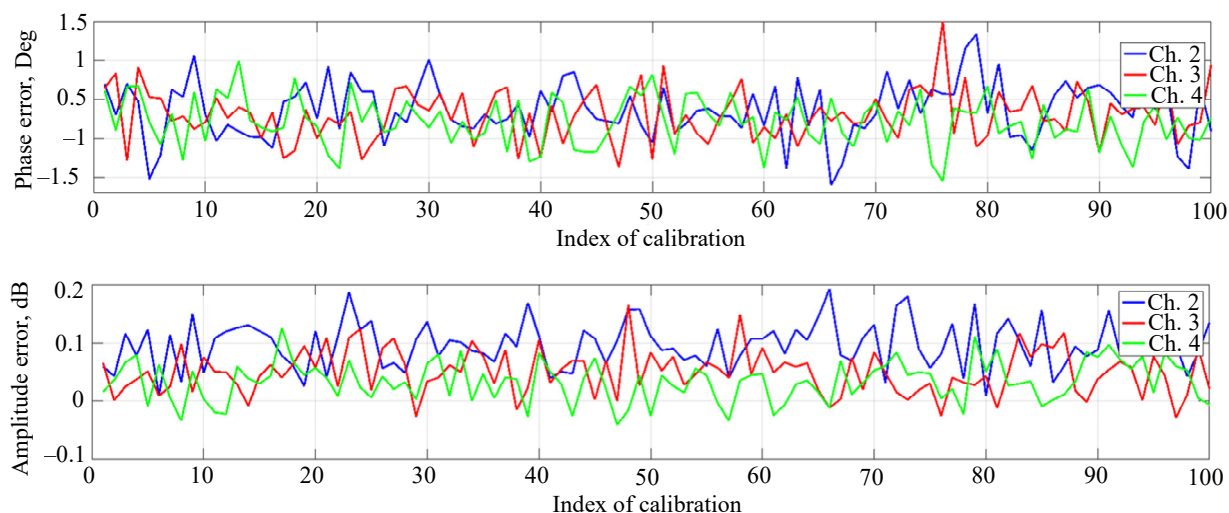


Fig. 15. Phase and amplitude error after calibration

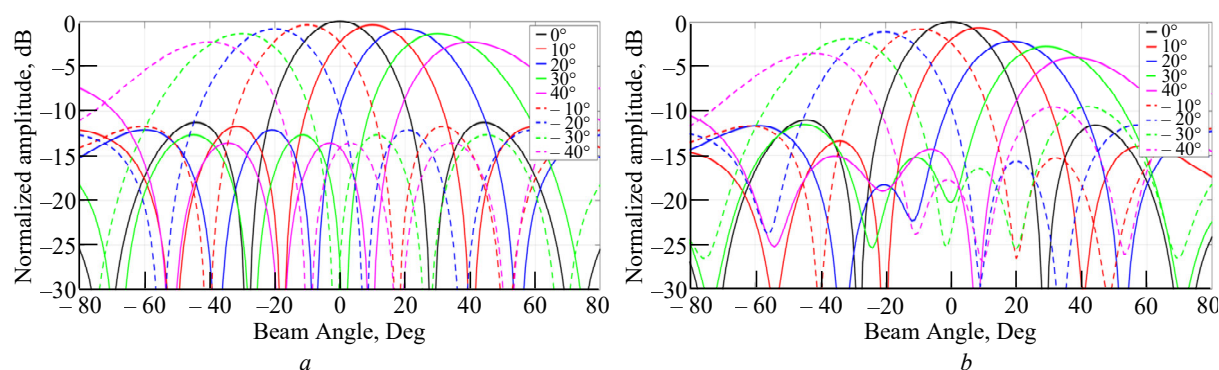


Fig. 16. Performing digital beamforming: *a* – Simulation; *b* – Experiment

circuit with a length of 30 cm. Therefore, the antenna's far field is greater than 2 m [14] (in the test, it was placed at a distance of 6 m).

The described calibration steps are performed, at the same time as observing the calibration results on a PC equipped with the Chipcore interface of the ISE software (almost similar to a digital oscilloscope). The results presented in Fig. 13 and Fig. 14 show that the channels after calibration have a good balance in terms of phase and amplitude. After calibration, the phase and amplitude parameters of the receiving channels are calculated and compared with channel 1. The results are shown in Fig. 15. The phase error was found to be less than 1.2, 0.9, 1.1° respectively; the amplitude error was found to be less than 0.2, 0.14, 0.12 dB, respectively. These errors are achieved with the cumulative number of Calsig samples $M = 10^5$. To reduce these errors, the number of cumulative samples M can be reduced by four times, then the obtained errors will be less than 0.3° and 0.05 dB [15].

The process of digital beamforming at angles $0, \pm 10, \pm 20, \pm 30, \pm 40^\circ$ after calibration is shown in Fig. 16, *b*. Compared with the obtained radiation patterns given in Fig. 16, *a*, the error of main beam direction is less than 0.2°. These results confirm the feasibility of the proposed approach. In [16], we proposed technical solutions for the rational distribution of calibration signals with the purpose of further improving the calibration quality of the receiving channels and reducing the requirements imposed on the internal isolation of the TRM for preventing leakage noise. For example, the calibration signal coming from the T1 output of the TRM(*j*) module will be fed to the T2 input of the TRM(*i*) module, and so on. Then the required value of internal insulation can be reduced by many tens of dB.

Conclusion. Real-time calibration is a must for maintaining the high performance of modern DPAA systems. A solution using CalSig modulated by two codes BPSK and OOK was previously analyzed in [11, 12]. In this paper, we develop parameter estima-

tion algorithms and calibration procedures, which are characterized by implementation simplicity and resource efficiency. The experimental results obtained using with a DPAA model consisting of four TRMs

produced satisfactory results. The phase error and amplitude error were found to be less than 0.3° and 0.05 dB, respectively; the error of the main beam direction was less than 0.2° .

Author's contribution

Viet Hung Tran, member of the research team.

Minh Thien Hoang, scientific support including: experimental model and evaluation of results.

Van Bac Nguyen, member of the research team.

Bao Nguyen Phung, scientific advisor.

References

1. Younis M., Rommelet T., de Almeida F. Q., Huber S., Martone M., Krieger G., Villano M. Investigations on the Internal Calibration of Multi-Channel SAR. IEEE Intern. Geoscience and Remote Sensing Symp. (IGARSS). IEEE, 2017, pp. 5386–5389. doi: 10.1109/IGARSS.2017.8128221
2. Kim D.-Ch., Park S.-Jin, Kim T.-W., Minz L., Park S.-O. Fully Digital Beamforming Receiver with a Real-Time Calibration for 5G Mobile Communication. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2019, vol. 67, no. 6, pp. 3809–3819. doi: 10.1109/TAP.2019.2902712
3. Perkovic-Martin D., Hoffman J. P., Veilleux L. Instrument Concept for the Proposed DESDynI SAR Instrument. IET Intern. Conf. on Radar Systems (Radar 2012). Glasgow, UK, 22–25 October 2012. IET, 2012, pp. 1–4. doi: 10.1049/cp.2012.1599
4. Horst S. J., Hoffman J. P., Perkovic-Martin D., Shaffer S., Thrivikraman T., Yates Ph., Veilleux L. Implementation of RF Circuitry for Real-Time Digital Beam-Forming SAR Calibration Schemes. IET Intern. Conf. on Radar Systems (Radar 2012). Glasgow, UK, 22–25 October 2012. IET, 2012, pp. 1–6. doi: 10.1049/cp.2012.1603
5. Hoffman J. P., Horst S., Perkovic D., Shaffer S., Ghaemi H., Veilleux L. Advances in Digital Calibration Techniques Enabling Real-Time Beamforming Sweep-SAR Architectures. IEEE Aerospace Conf. Big Sky, USA, 2–9 March 2013. IEEE, 2013, pp. 1–9. doi: 10.1109/AERO.2013.6497146
6. Hoffman J. P., Horst S., Veilleux L., Ghaemi H., Shaffer S. Digital Calibration System Enabling Real-Time On-Orbit Beamforming. IEEE Aerospace Conf. Big Sky, USA, 1–8 March 2014. IEEE, 2014, pp. 1–11. doi: 10.1109/AERO.2014.6836218
7. Reimann J. Technique for Concurrent Internal Calibration during Data Acquisition for SAR Systems. Remote Sens, 2020, vol. 12(11), iss. 1773, pp. 1–9. doi: 10.3390/rs12111773
8. Reimann J., Schwerdt M. Concurrent Internal Calibration of Spaceborne SAR Systems. 13th European Conf. on Synthetic Aperture Radar, 2021, pp. 1–4.
9. Lin Y., Ma Q., Wang S., Bu X., An J. Calibration for Spaceborne Phased Array Antennas Without Interrupting Satellite Communications. Proc. 9th WCSP. Nanjing, China, 11–13 Oct. 2017. IEEE, 2017, pp. 1–5. doi: 10.1109/WCSP.2017.8171093
10. Hoffman J. P., Horst S., Ghaemi H. Digital Calibration System for the Proposed NISAR (NASA/ISRO) Mission. 2015 IEEE Aerospace Conf., USA, 2015, pp. 1–7.
11. Viet Hung Tran, Minh Thien Hoang. A Real-Time Internal Calibration Method for Radar Systems Using Digital Phase Array Antennas. INISCOM 2021: Industrial Networks and Intelligent Systems, LNICST, vol. 379, pp. 88–103. doi: 10.1007/978-3-030-77424-0_8
12. Viet Hung Tran, Minh Thien Hoang. Improving the Structure of a Signal Used for Real-Time Calibrating of the Receiving Channels of Digital Transceiver Modules in Digital Phased Antenna Arrays. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2021, vol. 24, no. 4, pp. 19–26. doi: 10.32603/1993-8985-2021-24-4-19-26
13. Ilgin Şeker. Calibration Methods for Phased Array Radars. Proc. SPIE Defense, Security, and Sensing. Baltimore, Maryland, 2013, vol. 8714. doi: 10.1117/12.2015694
14. Shen J., Wan G., Yan X. Analysis of the Influences of Solar Panels on Antenna Far-Field Measurement. Proc. of 2014 3rd Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation. Harbin, China, 26–29 July 2014. IEEE, 2014, pp. 861–863. doi: 10.1109/APCAP.2014.6992635
15. Hoffman J. P., Veilleux L., Perkovic D., Peral E., Shaffer S. Digital Calibration of TR Modules for Real-Time Digital Beamforming SweepSAR Architectures. 2012 IEEE Aerospace Conf., Big Sky, USA, 3–10 March 2012. IEEE, 2012, pp. 1–8. doi: 10.1109/AERO.2012.6187084
16. Viet Hung Tran, Hoang Nguyen Nguyen, Minh Thien Hoang, Viet Anh Pham. Solution to Reduce the Correlation between Leakage Noise and Calibration Signal in Internal Calibration of DPAA Systems. Journal of Vietnam's Military Science and Technology Research. 2021, no. 75, pp. 30–35.

Information about the authors

Viet Hung Tran – defended the Master's thesis in the field of "System Engineering and Control Automation", 2016 at the LQD TU SR Vietnam. A postgraduate student in radio electronic technology under the supervision of

Bao N. F. The author of three scientific publications. Area of expertise: microwave equipment and technology; radioelectronic and radar technology, systems engineering.

Address: Technical University n. a. Le Quy Don, 236 Hoang Quoc Viet St., Hanoi, Vietnam

E-mail: hung.isi@lqdtu.edu.vn.

Minh Thien Hoang – Dr Sci. (2015), Deputy Head of the Department of Electronic Technologies of Institute of System Integration/TU Le Quy Don. The author of six scientific publications. Area of expertise: microwave technology and technology; radio electronic and radar technology, systems engineering; microelectronic technology; telecommunications.

Address: Technical University n. a. Le Quy Don, 236 Hoang Quoc Viet St., Hanoi, Vietnam

E-mail: thienhm.isi@lqdtu.edu.vn

Van Bac Nguyen – an engineer majoring in "Radar Engineering", 2013 at the MA ADF of Russian Federation, named after Marshal of Soviet Union A.M. Vasilevsky. Lecturer of the Department of Electronic Technologies of Institute of System Integration/TU Le Quy Don. The author of six scientific publications. Area of expertise: radar and radio navigation; telecommunications.

Address: Technical University n. a. Le Quy Don, 236 Hoang Quoc Viet St., Hanoi, Vietnam

E-mail: nvback42@gmail.com

Bao Nguyen Phung – Ph. D. (1996), Visiting Lecturer of the Institute of System Integration/TU Le Quy Don; Former Director of the Institute of System Integration/TU Le Quy Don; Deputy of Director of the IMC/VUSTA/Ministry of Science & Technology/SRV. The author of 26 scientific publications. Area of expertise: radar information processing, radioelectronic and radar technology, systems engineering.

Address: Technical University n. a. Le Quy Don, 236 Hoang Quoc Viet St., Hanoi, Vietnam

E-mail: nguyenphungbao@lqdtu.edu.vn; baonp@imc.org.vn

Электрически управляемые структуры на основе твердых растворов $\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ и $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ для СВЧ-применений

А. В. Тумаркин¹✉, Е. Н. Сапего¹, А. Г. Гагарин¹, Н. В. Мухин²

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

² Университет прикладных наук Бранденбурга, Бранденбург-на-Гавеле, Германия

✉ avtumarkin@yandex.ru

Аннотация

Введение. Проведено экспериментальное исследование структурных и электрофизических свойств многокомпонентных пленок твердых растворов титаната-цирконата бария и титаната-станната бария на подложках сапфира. Данные материалы являются альтернативой более исследованному титанату бария-стронция для использования в СВЧ-технике ввиду сравнительно высокой управляемости. В данной статье показано, что при использовании постростового высокотемпературного отжига на подложке формируются пленки с компонентным составом, близким к составу распыляемых мишеней. Определены оптимальные температуры осаждения тонких пленок титаната-цирконата бария и титаната-станната бария для получения наилучших электрофизических параметров.

Цель работы. Исследование структурных и СВЧ-свойств $\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ (BZT)- и $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ (BSnT)-пленок на диэлектрических подложках. Данные сегнетоэлектрические материалы перспективны с точки зрения потерь и нелинейности, а формирование планарных структур на основе этих материалов на диэлектрической подложке позволяет обеспечить существенно больший уровень рабочей мощности СВЧ-устройства.

Материалы и методы. Кристаллическая структура и фазовый состав полученных пленок исследовались методом рентгеновской дифракции с помощью дифрактометра ДРОН-6 на эмиссионной спектральной линии $\text{CuK}_{\alpha 1}$ ($\lambda = 1.5406 \text{ \AA}$). Измерения емкости C и добротности $Q = 1/\text{tg } \delta$ конденсаторов проводились на частотах 1 и 3 ГГц с помощью резонатора и векторного анализатора НР 8719С.

Результаты. Установлено, что высокотемпературный отжиг после осаждения пленки существенно влияет на кристаллическую структуру, фазовый состав пленок и их электрические характеристики. Впервые продемонстрирован низкий уровень диэлектрических потерь планарных емкостных элементов на основе пленок титаната-станната и титаната-цирконата бария в частотном диапазоне 1...60 ГГц при приемлемой управляемости.

Заключение. Результаты свидетельствуют о перспективности использования тонких сегнетоэлектрических пленок твердых растворов $\text{BaSn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ и $\text{BaZr}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ в устройствах СВЧ-диапазона.

Ключевые слова: сегнетоэлектрические тонкие пленки, цирконат-титанат бария, станнат-титанат бария, высокочастотное магнетронное распыление, рентгеновская дифрактометрия

Для цитирования: Электрически управляемые структуры на основе твердых растворов $\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ и $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ для СВЧ-применений / А. В. Тумаркин, Е. Н. Сапего, А. Г. Гагарин, Н. В. Мухин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 74–81. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-74-81

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования Российской Федерации № 075-01024-21-02 от 29.09.2021 (проект FSEE-2021-0014).

Статья поступила в редакцию 01.12.2021; принята к публикации после рецензирования 14.01.2022; опубликована онлайн 27.04.2022

Electric Tunable Structures Based on $\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ and $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ Solid Solutions for Microwave Applications

Andrey V. Tumarkin ¹✉, Evgeny N. Sapego ¹, Alexander G. Gagarin ¹, Nikolay V. Mukhin ²

¹ Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

² University of Applied Sciences Brandenburg, Brandenburg an der Havel, Germany

✉ avtumarkin@yandex.ru

Abstract

Introduction. An experimental study of the structural and electrophysical properties of multicomponent films of solid solutions of barium titanate-zirconate and barium titanate-stannate on sapphire substrates has been carried out. These materials are an alternative to the more studied barium-strontium titanate for use in microwave technology, due to the relatively high controllability. In this paper, it is shown that when using post-post high-temperature annealing, films with a component composition close to the composition of the sprayed targets are formed on the substrate. Optimal deposition temperatures of thin films of barium titanate-zirconate and barium titanate-stannate have been determined to obtain the best electrophysical parameters.

Aim. Investigation of structural and microwave properties of $\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ (BZT) and $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ (BSnT) films on dielectric substrates. These ferroelectric materials are promising in terms of losses and nonlinearity, and the formation of planar structures based on these materials on a dielectric substrate allows for a significantly higher level of operating power of the microwave device.

Materials and methods. The crystal structure and phase composition of the obtained films were studied by X-ray diffraction using a DRON-6 diffractometer on the emission spectral line $\text{CuK}_{\alpha 1}$ ($\lambda = 1.5406 \text{ \AA}$). Capacitance C and Q -factor ($Q = 1/\tan \delta$) of capacitors were measured at frequencies of 1 and 3 GHz using a resonator and an HP 8719C vector analyzer.

Results. It is established that high-temperature annealing after film deposition has a significant effect on the crystal structure, phase composition of films and their electrical characteristics. For the first time, a low level of dielectric losses of planar capacitive elements based on titanate-stannate and barium titanate-zirconate films in the frequency range of 1...60 GHz with acceptable controllability has been demonstrated.

Conclusion. The results obtained indicate the prospects of using thin ferroelectric films of $\text{BaSn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ and $\text{BaZr}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ solid solutions in microwave devices.

Keywords: ferroelectric thin films, barium zirconate-titanate, barium stannate-titanate, high-frequency magnetron sputtering, X-ray diffractometry

For citation: Tumarkin A. V., Sapego E. N., Gagarin A. G., Mukhin N. V. Electric Tunable Structures Based on $\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ and $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ Solid Solutions for Microwave Applications. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 74–81. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-74-81

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

Source of financing. The work was supported by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation № 075-01024-21-02 dated 29.09.2021 (grant number no. FSEE-2021-0014).

Submitted 01.12.2021; accepted 14.01.2022; published online 27.04.2022

Введение. Электроника сверхвысоких частот (СВЧ) является одной из самых динамично развивающихся областей современной техники. Приборы и устройства, работающие в СВЧ-диапазоне, применяются в системах телекоммуникаций, радиолокации и передачи данных. Развитие СВЧ-электронной компонентной базы (ЭКБ) является обязательным условием для улучшения технических характеристик СВЧ-систем и увеличения скорости обработки информации.

Сегнетоэлектрики (СЭ) представляют большой интерес для СВЧ-электроники в силу высокой диэлектрической нелинейности и малых потерь на частотах свыше 1 ГГц. На основе СЭ-материалов разработаны и реализованы лабораторные макеты фазовращателей, управляемых фильтров, линий задержки и фазированных антенных решеток. Среди исследуемых сегодня сегнетоэлектриков наиболее привлекательны для использования на СВЧ оксидные

Электрически управляемые структуры на основе твердых растворов

$\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ и $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ для СВЧ-применений

Electric Tunable Structures Based on $\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$

and $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ Solid Solutions for Microwave Applications

материалы типа перовскита. Характерная особенность структуры кристаллов этой группы – наличие кислородного октаэдра, внутри которого располагается ион Ti или другой ион с малым ионным радиусом. Такие сегнетоэлектрики могут образовывать многокомпонентные твердые растворы, что позволяет создавать материалы, электрофизические свойства которых изменяются в широких пределах. На основе титаната бария (BaTiO_3) исследовано большое количество твердых растворов с замещением атомов Ba или Ti другими элементами. Но если СВЧ-свойства твердых растворов титаната бария-стронция $\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$ (BST) исследованы достаточно подробно, то информация о характеристиках твердых растворов титанатов-цирконатов и титанатов-станнатов бария $\text{BaTi}_x\text{Zr}_{1-x}\text{O}_3$ (BZT) и $\text{BaTi}_x\text{Sn}_{1-x}\text{O}_3$ (BSnT) в современной литературе представлена лишь несколькими работами [1–5] с отрывочным описанием их низкочастотных свойств в диапазоне 100 кГц...1 МГц, что не позволяет судить о потенциале данных твердых растворов для СВЧ-применений.

Методы. Пленки формировались методом высокочастотного магнетронного распыления керамических мишеней $\text{BaTi}_{0.5}\text{Sn}_{0.5}\text{O}_3$ и $\text{BaTi}_{0.5}\text{Zr}_{0.5}\text{O}_3$ на подложках поликристаллического Al_2O_3 . Температура подложки варьировалась от 650 до 850 °С. В качестве рабочего газа использовалась смесь аргона и кисло-

рода в соотношении $\text{Ar}/\text{O}_2 = 80/20$. Давление рабочего газа в процессе осаждения составляло 2 Па. После осаждения пленки охлаждались в атмосфере рабочего газа со скоростью 2...3 °С/мин. Толщина пленок составляла 500 нм. Полученные образцы подвергались высокотемпературному отжигу на воздухе при 1100 °С в течение 2 ч.

Кристаллическая структура и фазовый состав полученных пленок исследовались методом рентгеновской дифракции с помощью дифрактометра ДРОН-6 на эмиссионной спектральной линии $\text{CuK}_{\alpha 1}$ ($\lambda = 1.5406$ Å). Для электрофизических исследований на основе пленок BSnT и BZT были сформированы планарные конденсаторы, ширина зазора в которых составляла 5 мкм. Верхние электроды конденсаторов были изготовлены посредством термического осаждения пленки Cu толщиной 1 мкм с адгезионным подслоем хрома с последующей литографией и химическим травлением.

Измерения емкости C и добротности $Q = 1/\text{tg } \delta$ конденсаторов проводились на частотах 1 и 3 ГГц с помощью резонатора и векторного анализатора НР 8719С. Резонатор обеспечивает ненагруженную добротность 1000, погрешность измерения емкости и добротности 1 и 5 % соответственно, возможность подачи управляющего напряжения U до 1000 В, что соответствует напряженности управляющего поля 200 В/мкм. Управляемость конденсаторов рассчитывалась как отношение емкостей при нулевом и максимальном приложенном напряжениях

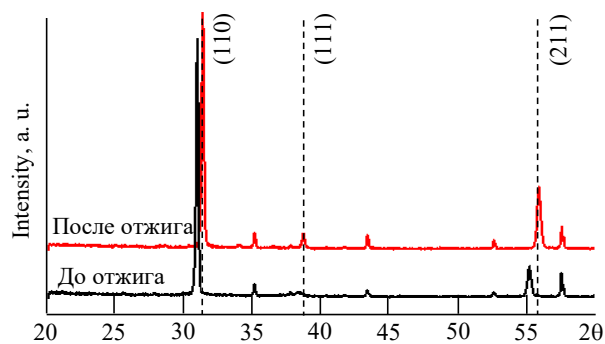


Рис. 1. Результат отжига для твердого раствора титаната-станната бария при составе рабочего газа $\text{Ar}/\text{O}_2 = 80/20$

Fig. 1. Annealing result for a solid solution of barium titanate-stannate with the composition of the working gas $\text{Ar}/\text{O}_2 = 80/20$

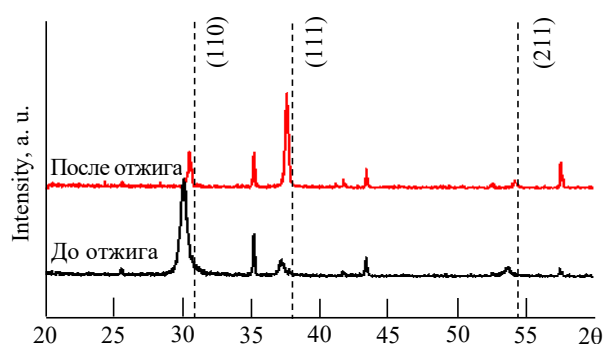


Рис. 2. Результат отжига для твердого раствора титаната-цирконата бария при составе рабочего газа $\text{Ar}/\text{O}_2 = 80/20$

Fig. 2. Annealing result for a solid solution of barium titanate-zirconate with the composition of the working gas $\text{Ar}/\text{O}_2 = 80/20$

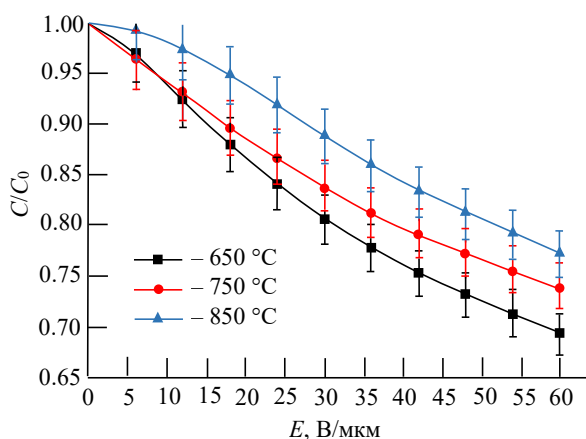


Рис. 3. Нормированная емкость конденсаторов на основе пленок титаната-станната бария в зависимости от температур осаждения после отжига

Fig. 3. Normalized capacitance of capacitors based on barium titanate-stannate films depending on deposition temperatures after annealing

управления: $n = C(0 \text{ В}) / C(U_{\text{max}})$. Характеризация образцов на частоте 60 ГГц проводилась по методике открытого резонатора (Фабри–Перо).

Результаты. На рис. 1 и 2 представлены дифрактограммы пленок BSnT и BZT, осажденных при температуре подложки 800 °C, до и после высокотемпературного постростового отжига на воздухе. Штриховые линии соответствуют угловым положениям рефлексов для состава распыляемых мишеней. Хорошо видно смещение рентгеновских рефлексов в сторону больших углов для образцов, подвергнутых

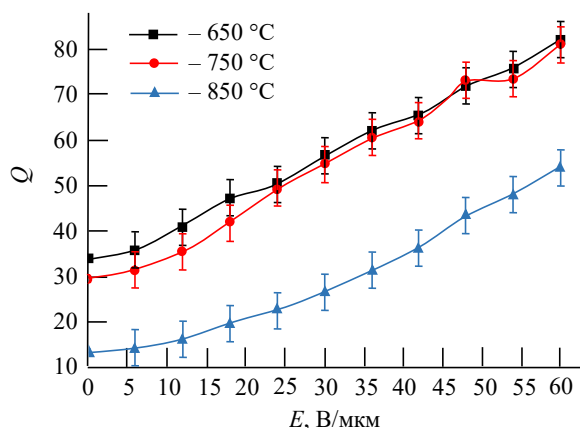


Рис. 4. Добротность конденсаторов на основе пленок титаната-станната бария в зависимости от температур осаждения после отжига

Fig. 4. Q-factor of capacitors based on barium titanate-stannate films depending on the deposition temperature after annealing

отжигу, что свидетельствует об изменении состава твердого раствора и его приближении к составу распыляемой мишени в результате высокотемпературной обработки. Данная тенденция проявляется для всех пленок, осажденных в исследуемом температурном диапазоне с последующим отжигом, и более выражена для титаната-станната бария. Согласно приведенным дифрактограммам высокотемпературный отжиг на воздухе является необходимым технологическим приемом для формирования перовскитной структуры твердых растворов титанатов-цирконатов и титанатов-станнатов бария.

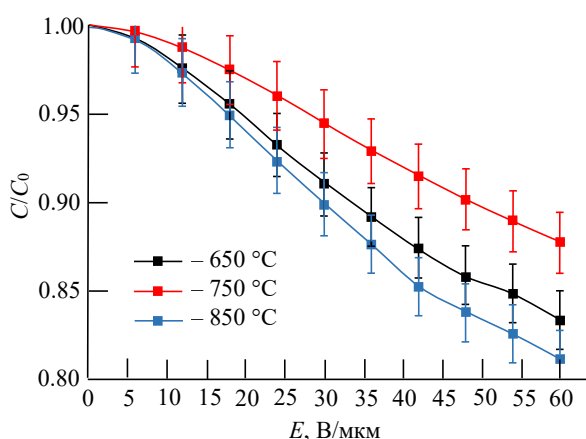


Рис. 5. Нормированная емкость конденсаторов на основе пленок титаната-цирконата бария в зависимости от температур осаждения после отжига

Fig. 5. Normalized capacitance of capacitors based on barium titanate-zirconate films depending on deposition temperatures after annealing

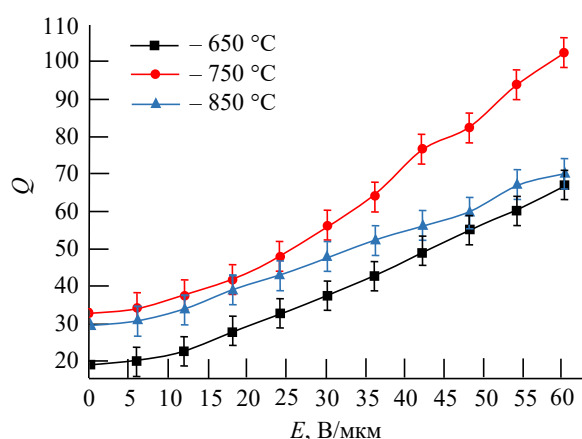


Рис. 6. Добротность конденсаторов на основе пленок титаната-цирконата бария в зависимости от температур осаждения после отжига

Fig. 6. Q-factor of capacitors based on barium titanate-zirconate films depending on the deposition temperature after annealing

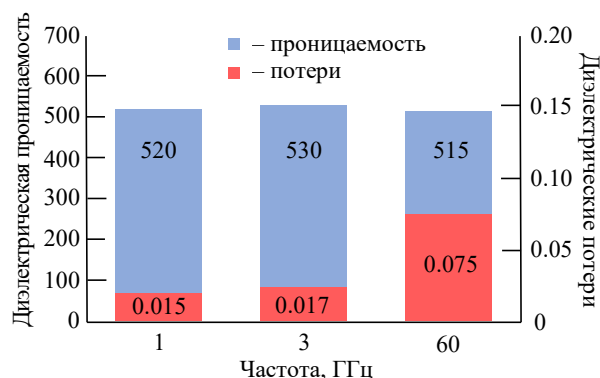


Рис. 7. Диэлектрическая проницаемость и потери BSnT-пленок на подложках поликора, измеренные в частотном диапазоне 1...60 ГГц после отжига

Fig. 7. Permittivity and losses of BSnT films on polycarbonate substrates, measured in the frequency range 1...60 GHz after annealing

Для изучаемых твердых растворов исследовалась зависимость электрофизических свойств пленок от температуры их осаждения на частоте 3 ГГц, после того как пленки были подвергнуты отжигу. На рис. 3, 4 и 5, 6 представлены зависимости нормированной на максимальное значение емкости и добротности планарных конденсаторов на основе BSnT- и BZT-пленок соответственно. Погрешность измерения относительной емкости составляет 0.05 о. е., погрешность данных добротности равна четырем.

Из рисунков следует, что электрические свойства исследуемых твердых растворов по-разному зависят от температуры осаждения пленок. Так конденсаторы на основе пленок титаната-станната бария, осажденных при 650 °С, демонстрируют наибольшую управляемость и наименьшие потери по сравнению с пленками, осажденными при более высоких температурах подложки (см. рис. 3 и 4). Для титаната-цирконата бария, напротив, улучшение электрофизических свойств наблюдается при повышении температуры подложки (см. рис. 5 и 6). Данные тенденции, очевидно, зависят от различного влияния высокотемпературной обработки на структуру пленок BSnT и BZT (см. рис. 1 и 2).

Исследования электрических свойств конденсаторов на основе пленок BSnT и BZT,

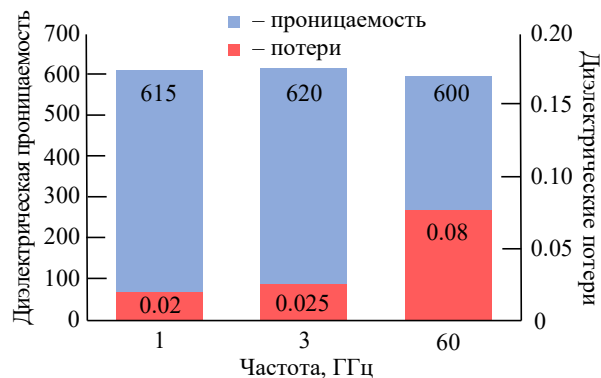


Рис. 8. Диэлектрическая проницаемость и потери BZT-пленок на подложках поликора, измеренные в частотном диапазоне 1...60 ГГц после отжига

Fig. 8. Permittivity and losses of BZT films on polycarbonate substrates, measured in the frequency range 1...60 GHz after annealing

осажденных при температуре 800 °С и отожженных на воздухе, проводились в частотном диапазоне от 1 до 60 ГГц (рис. 7 и 8). Данные измерений подтверждают отсутствие частотной дисперсии диэлектрической проницаемости исследуемых твердых растворов, а также приемлемый для применений уровень потерь. Полученные результаты свидетельствуют о перспективности использования тонких сегнетоэлектрических пленок твердых растворов $\text{BaSn}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ и $\text{BaZr}_{0.5}\text{Ti}_{0.5}\text{O}_3$ в устройствах СВЧ-диапазона.

Заключение. В статье описаны структурные свойства сегнетоэлектрических пленок титаната-станната и титаната-цирконата бария на подложках поликора и сверхвысокочастотные характеристики планарных емкостных элементов на их основе. Установлено, что высокотемпературный отжиг после осаждения пленки существенно влияет на кристаллическую структуру, фазовый состав пленок и их электрические характеристики. Впервые продемонстрирован низкий уровень диэлектрических потерь планарных емкостных элементов на основе пленок титаната-станната и титаната-цирконата бария в частотном диапазоне 1...60 ГГц при приемлемой управляемости.

Авторский вклад

Тумаркин Андрей Вилевич – руководство и постановка исследований, обсуждение результатов, структурные измерения.

Сапего Евгений Николаевич – формирование пленок, структурные исследования.

Гагарин Александр Геннадьевич – электрофизические исследования.

Мухин Николай Вячеславович – теоретические исследования оптимального состава сегнетоэлектрического твердого раствора.

Author's contribution

Andrey V. Tumarkin, management and formulation of research, discussion of results, structural measurements.

Evgeny N. Sapego, film formation, structural studies.

Alexander G. Gagarin, electrophysical investigation.

Nikolay V. Mukhin, theoretical investigations of the optimal composition of ferroelectric solid solution.

Список литературы

1. Структурные свойства $\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{TiO}_3$ и $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{TiO}_3$ тонких пленок на монокристаллических подложках / А. В. Тумаркин, А. Г. Гагарин, М. В. Злыгостов, Н. А. Ялымов // Электроника и микроволновая СВЧ. 2018. Т. 1. С. 616–620.
2. Electrically tunable dielectric materials and strategies to improve their performances / L. B. Kong, S. Li, T. S. Zhang, J. W. Zhai, F. Y. C. Boey, J. Ma // Progress in Materials Science. 2010. Vol. 55, № 8. P. 840–893. doi: 10.1016/J.PMATSCI.2010.04.004
3. The properties of $\text{BaSn}_{0.15}\text{Ti}_{0.85}\text{O}_3$ thin film prepared by radio frequency magnetron sputtering from powder target / G. Zhu, Z. Yang, H. Yang, H. Xu, A. Yu // J. of the American Ceramic Society. 2010. Vol. 93, № 10. P. 2972–2974. doi: 10.1111/J.1551-2916.2010.03942.X
4. Maiti T., Guo R., Bhalla A. S. Evaluation of experimental resume of $\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ with perspective to ferroelectric relaxor family: an overview // Ferroelectrics. 2011. Vol. 425, № 1. P. 4–26. doi: 10.1080/00150193.2011.644168
5. Microstructure, dielectric properties and diffuse phase transition of barium stannate titanate ceramics / W. Cai, Yi. Fan, J. Gao, Ch. Fu, X. Deng // J. of Materials Science: Materials in Electronics. 2011. Vol. 22, № 3. P. 265–272. doi: 10.1007/S10854-010-0126-7
6. Broadband dielectric response of $\text{Ba}(\text{Zr,Ti})\text{O}_3$ ceramics: from incipient via relaxor and diffuse up to classical ferroelectric behavior / D. Nuzhnyy, J. Petzelt, M. Savinov, T. Ostapchuk, V. Bovtun, M. Kempa, J. Hlinka, V. Buscaglia, M. T. Buscaglia, P. Nanni // Physical Review B. 2012. Vol. 86, № 1. P. 014106. doi: 10.1103/PHYSREVB.86.014106
7. Dielectric inspection of $\text{BaZr}_{0.2}\text{Ti}_{0.8}\text{O}_3$ ceramics under bias electric field: A survey of polar nano-regions / Q. Xu, D. Zhan, D. P. Huang, H. X. Liu, W. Chen, F. Zhang // Materials Research Bulletin. 2012. Vol. 47, № 7. P. 1674–1679. doi: 10.1016/J.MATERRESBULL.2012.03.062
8. Study on the influence of powder size on the properties of BTS/ITO thin film by RF sputtering from powder target / G. S. Zhu, H. R. Xu, J. J. Li, P. Wang, X. Y. Zhang, Y. D. Chen, D. L. Yan // Materials Lett. 2017. Vol. 194. P. 90–93. doi: 10.1016/J.MATLET.2017.02.003
9. Ansaree M. J., Upadhyay S. Study of phase evolution and dielectric properties of Sn-doped barium titanate // Emerging Materials Research. 2017. Vol. 6, № 1. P. 21–28. doi: 10.1680/JEMMR.16.00013
10. High tunability in (110)-oriented $\text{BaZr}_{0.2}\text{Ti}_{0.8}\text{O}_3$ (BTZ) lead-free thin films fabricated by pulsed laser deposition / Sh. Yu, R. Liu, L. Ge, L. Zhao, L. Li, Ch. Zhang, H. Zheng, Yo. Sun // Ceramics International. 2018. Vol. 44, № 3. P. 3005–3008. doi: 10.1016/J.CERAMINT.2017.11.055
11. Thickness dependence of microstructure, dielectric and leakage properties of $\text{BaSn}_{0.15}\text{Ti}_{0.85}\text{O}_3$ thin films / M. Wu, Ch. Zhang, Sh. Yu, L. Li // Ceramics International. 2018. Vol. 44, № 10. P. 11466–11471. doi: 10.1016/J.CERAMINT.2018.03.208
12. Ultra-high energy density thin-film capacitors with high power density using $\text{BaSn}_{0.15}\text{Ti}_{0.85}\text{O}_3/\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{TiO}_3$ heterostructure thin films / Sh. Yu, Ch. Zhang, M. Wu, H. Dong, L. Li // J. of Power Sources. 2019. Vol. 412. P. 648–654. doi: 10.1016/J.JPOWSOUR.2018.12.012
13. Xu L., Xu Y. Effect of Zr^{4+} content on crystal structure, micromorphology, ferroelectric and dielectric properties of $\text{Ba}(\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$ ceramics // J. of Materials Science: Materials in Electronics. 2020. Vol. 31, № 7. P. 5492–5498. doi: 10.1007/S10854-020-03114-2
14. Wu C., Yao M., Yao X. Dielectric tunable properties of $\text{BaTi}_{1-x}\text{Sn}_x\text{O}_3$ thin films derived from sol-gel soft chemistry // Ceramics International. 2021. Vol. 47, № 14. P. 20230–20238. doi: 10.1016/J.CERAMINT.2021.04.030
15. Wu C., Yao M. Dielectric tunable characteristics of compositional-gradient $\text{BaTi}_{1-x}\text{Sn}_x\text{O}_3$ thin films // J. of Advanced Dielectrics. 2021. Vol. 11, № 04. P. 2150019. doi: 10.1142/S2010135X21500193

Информация об авторах

Тумаркин Андрей Вилевич – кандидат технических наук (1999), доцент (2005), доктор технических наук (2017), профессор кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных и учебно-методических работ. Сфера научных интересов – технология и свойства функциональных материалов.

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

Электрически управляемые структуры на основе твердых растворов

$\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ и $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ для СВЧ-применений

Electric Tunable Structures Based on $\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$

and $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ Solid Solutions for Microwave Applications

E-mail: avtumarkin@yandex.ru
<https://orcid.org/0000-0001-9858-3846>

Сапего Евгений Николаевич – исследователь (аспирантура Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), 2021), младший научный сотрудник (Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), 2019). Автор 15 научных работ. Сфера научных интересов – технология и свойства функциональных материалов.

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

E-mail: ensapego@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1124-4081>

Гагарин Александр Геннадиевич – кандидат технических наук (2007), доцент кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – применение сегнетоэлектриков в СВЧ-электронике.

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

E-mail: aggagarin@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5673-2372>

Мухин Николай Вячеславович – кандидат технических наук (2014), научный сотрудник Университета прикладных наук Бранденбурга. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – метаматериалы, композиты, фоновые кристаллы, пьезоэлектрики и сегнетоэлектрики, ультразвуковые сенсоры.

Адрес: Университет прикладных наук Бранденбурга, ул. Магдебургер, д. 50, Бранденбург-на-Гавеле, 14770, Германия

E-mail: mukhin.nikolay.v@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-8709-6361>

References

1. Tumarkin A. V., Gagarin A. G., Zlygostov M. V., Yalymov N. A. Structural properties of $\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{TiO}_3$ and $\text{BaSn}_x\text{Ti}_{1-x}\text{TiO}_3$ thin films on single crystal substrates. *Elektronika i mikroelektronika SVCh* [Microwave Electronics and Microelectronics]. 2018, vol. 1, pp. 616–620. (In Russ.)
2. Kong L. B., Li S., Zhang T. S., Zhai J. W., Boney F. Y. C., Ma J. Electrically tunable dielectric materials and strategies to improve their performances. *Progress in Materials Science*. 2010, vol. 55, no. 8, pp. 840–893. doi: 10.1016/J.PMATSCI.2010.04.004
3. Zhu G., Z. Yang, H. Yang, H. Xu, A. Yu. The properties of $\text{BaSn}_{0.15}\text{Ti}_{0.85}\text{O}_3$ thin film prepared by radio frequency magnetron sputtering from powder target. *J. of the American Ceramic Society*. 2010, vol. 93, no. 10, pp. 2972–2974. doi: 10.1111/J.1551-2916.2010.03942.X
4. Maiti T., Guo R., Bhalla A. S. Evaluation of experimental resume of $\text{BaZr}_x\text{Ti}_{1-x}\text{O}_3$ with perspective to ferroelectric relaxor family: an overview. *Ferroelectrics*. 2011, vol. 425, no. 1, pp. 4–26. doi: 10.1080/00150193.2011.644168
5. Cai W., Fan Yi., Gao J., Fu Ch., Deng X. Microstructure, dielectric properties and diffuse phase transition of barium stannate titanate ceramics. *J. of Materials Science: Materials in Electronics*. 2011, vol. 22, no. 3, pp. 265–272. doi: 10.1007/S10854-010-0126-7
6. Nuzhnyy D., Petzelt J., Savinov M., Ostapchuk T., Bovtun V., Kempa M., Hlinka J., Buscaglia V., Buscaglia M. T., Nanni P. Broadband dielectric response of $\text{Ba}(\text{Zr,Ti})\text{O}_3$ ceramics: from incipient via relaxor and diffuse up to classical ferroelectric behavior. *Physical Review B*. 2012, vol. 86, no. 1, pp. 014106. doi: 10.1103/PHYSREVB.86.014106
7. Xu Q., Zhan D., Huang D. P., Liu H. X., Chen W., Zhang F. Dielectric inspection of $\text{BaZr}_{0.2}\text{Ti}_{0.8}\text{O}_3$ ceramics under bias electric field: A survey of polar nano-regions. *Materials Research Bulletin*. 2012, vol. 47, no. 7, pp. 1674–1679. doi: 10.1016/J.MATERRESBULL.2012.03.062
8. Zhu G. S., H. R. Xu H. R., Li J. J., Wang P., Zhang X. Y., Chen Y. D., Yan D. L. Study on the influence of powder size on the properties of BTS/ITO thin film by RF sputtering from powder target. *Materials Letters*. 2017, vol. 194, pp. 90–93. doi: 10.1016/J.MATLET.2017.02.003
9. Ansaree M. J., Upadhyay S. Study of phase evolution and dielectric properties of Sn-doped barium titanate. *Emerging Materials Research*. 2017, vol. 6, no. 1, pp. 21–28. doi: 10.1680/JEMMR.16.00013

10. Yu Sh., Liu R., Ge L., Zhao L., Li L., Zhang Ch., Zheng H., Sun Yo. High tunability in (110)-oriented $\text{BaZr}_{0.2}\text{Ti}_{0.8}\text{O}_3$ (BTZ) lead-free thin films fabricated by pulsed laser deposition. *Ceramics International*. 2018, vol. 44, no. 3, pp. 3005–3008. doi: 10.1016/J.CERAMINT.2017.11.055

11. Wu M., Zhang Ch., Yu Sh., Li L. Thickness dependence of microstructure, dielectric and leakage properties of $\text{BaSn}_{0.15}\text{Ti}_{0.85}\text{O}_3$ thin films. *Ceramics International*. 2018, vol. 44, no. 10, pp. 11466–11471. doi: 10.1016/J.CERAMINT.2018.03.208

12. Yu Sh., Zhang Ch., Wu M., Dong H., Li L. Ultra-high energy density thin-film capacitors with high power density using $\text{BaSn}_{0.15}\text{Ti}_{0.85}\text{O}_3/\text{Ba}_{0.6}\text{Sr}_{0.4}\text{TiO}_3$ heterostructure thin films. *J. of Power Sources*. 2019, vol. 412, pp. 648–654. doi: 10.1016/J.JPOWSOUR.2018.12.012

13. Xu L., Xu Y. Effect of Zr^{4+} content on crystal structure, micromorphology, ferroelectric and dielectric properties of $\text{Ba}(\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x})\text{O}_3$ ceramics. *J. of Materials Science: Materials in Electronics*. 2020, vol. 31, no. 7, pp. 5492–5498. doi: 10.1007/S10854-020-03114-2

14. Wu C., Yao M., Yao X. Dielectric tunable properties of $\text{BaTi}_{1-x}\text{Sn}_x\text{O}_3$ thin films derived from sol-gel soft chemistry. *Ceramics International*. 2021, vol. 47, no. 14, pp. 20230–20238. doi: 10.1016/J.CERAMINT.2021.04.030

15. Wu C., Yao M. Dielectric tunable characteristics of compositional-gradient $\text{BaTi}_{1-x}\text{Sn}_x\text{O}_3$ thin films. *J. of Advanced Dielectrics*. 2021, vol. 11, no. 04, pp. 2150019. doi: 10.1142/S2010135X21500193

Information about the authors

Andrey V. Tumarkin, Cand. Sci (Eng.) (1999), Docent (2005), Dr Sci. (Eng.) (2005), Professor at the Department of Physical Electronics and Technology of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 100 scientific publications and guidance manuals. Area of expertise: technology and properties of functional materials.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: avtumarkin@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0001-9858-3846>

Evgeny N. Sapego, Postgraduate (2021), Researcher Assistant (2019) of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 15 scientific publications. Area of expertise: technology and properties of functional materials.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: ensapego@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-1124-4081>

Alexander G. Gagarin, Cand. Sci (Eng.) (2007), Associate Professor at the Department of Physical Electronics and Technology of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: application of ferroelectrics in SHF electronics.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia

E-mail: aggagarin@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5673-2372>

Nikolay V. Mukhin, Cand. Sci (Eng.) (2014), Research Officer of the University of Applied Sciences Brandenburg. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: complex issues of radar, antenna systems.

Address: University of Applied Sciences Brandenburg, 50, Magdeburger St., Brandenburg an der Havel 14770, Germany

E-mail: mukhin.nikolay.v@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-8709-6361>

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

УДК 615.47:616-072.7

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2022-25-2-82-91>

Метод диагностики диабетической ретинопатии на основе анализа изображений глазного дна

Нгуен Чонг Туен¹ ✉, Чан Чонг Хыу²

¹Технический университет имени Ле Куи Дона, Ханой, Вьетнам

²Военный госпиталь 103, Ханой, Вьетнам

✉ nguyentuyen1988@gmail.com

Аннотация

Введение. Диабетическая ретинопатия – это повреждение сетчатки глаза при сахарном диабете вследствие высокого уровня сахара в крови. Это заболевание может привести к слепоте, если болезнь диагностируется и лечится на поздних стадиях развития патологии. Оно вызывает изменения кровеносных сосудов и появление некоторых повреждений, таких, как твердые экссудаты и микроаневризмы. Для диагностики диабетической ретинопатии часто используется метод оценки сосудистых структур на основе изображений глазного дна. Однако даже врачи-офтальмологи не могут обнаружить эти повреждения из-за фоновых помех и их низкого контраста, вследствие чего разработка метода для обнаружения признаков диабетической ретинопатии, в особенности на ранних стадиях, является актуальной.

Цель работы. Разработка метода диагностики диабетической ретинопатии с использованием дерева решений на основе изображений глазного дна.

Материалы и методы. Применены методы на основе сегментации изображений с выделением характерных признаков и бинарной классификации. Используется верифицированная база данных для оценки точности метода выявления диабетической ретинопатии.

Результаты. Разработан алгоритм, включающий методы сегментации сосудов, экссудатов и микроаневризм для выявления диабетической ретинопатии на основе цифровой обработки изображений структуры стенок кровеносных сосудов с использованием бинарной классификации. Получены результаты с применением разработанных методов с высокой точностью обнаружения диабетической ретинопатии с использованием верифицированной базы изображений глазного дна. Чувствительность, специфичность и точность обнаружения диабетической ретинопатии составили соответственно 87.14, 88.50 и 87.81 %.

Заключение. Разработанный метод позволяет обнаруживать диабетическую ретинопатию у пациентов на ранних стадиях заболевания с достаточно высокой точностью. Метод также может быть применен в системе поддержки врача для принятия решений при диабетической ретинопатии.

Ключевые слова: диабетическая ретинопатия, глазное дно, кровеносные сосуды, экссудаты, микроаневризмы, дерево решений

Для цитирования: Нгуен Чонг Туен, Чан Чонг Хыу. Метод диагностики диабетической ретинопатии на основе анализа изображений глазного дна // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 2. С. 82–91. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-82-91

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 21.01.2022; принята к публикации после рецензирования 11.03.2022; опубликована онлайн 27.04.2022

A Method for Diagnosing Diabetic Retinopathy Based on Ocular Fundus Imaging

Nguyen Trong Tuyen¹ ✉, Tran Trong Huu²

¹Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

²Military Hospital 103, Hanoi, Vietnam

✉ nguyentuyen1988@gmail.com

Abstract

Introduction. Diabetic retinopathy is a complication of diabetes mellitus caused by high blood sugar levels damaging the retina. Diabetic retinopathy leads to changes in ocular blood vessels and the appearance of solid exudates and microaneurysms. When diagnosed and treated in the late stages, this disease can cause blindness. The most common diagnostic method for diabetic retinopathy is based on ocular fundus imaging. However, the background interference and low contrast of such images significantly hinders the timely detection of vascular lesions. Therefore, the development of a method for detecting signs of diabetic retinopathy, particularly in its early stages, presents a relevant research task.

Aim. Development of a method for diagnosing diabetic retinopathy based on an analysis of ocular fundus images using the decision-tree approach.

Materials and methods. Methods based on image segmentation with identifying characteristic features and their binary classification were used. A verified database was used to access the accuracy of the proposed method for detecting diabetic retinopathy.

Results. A method for detecting signs of diabetic retinopathy was developed, which includes the segmentation of vessels, exudates and microaneurysms based on digital processing of ocular vascular images using binary classification. The developed method showed a high level of diagnostic accuracy. Thus, the sensitivity, specificity and accuracy of diabetic retinopathy detection comprised 87.14, 88.50 and 87.81 %, respectively.

Conclusion. The developed method allows diabetic retinopathy to be diagnosed with sufficiently high accuracy. The method can also be used for supporting decision making when managing patients with diabetic retinopathy.

Keywords: diabetic retinopathy, ocular fundus, blood vessels, exudates, microaneurysms, decision tree

For citation: Nguyen Trong Tuyen, Tran Trong Huu. A Method for Diagnosing Diabetic Retinopathy Based on Ocular Fundus Imaging. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 2, pp. 82–91. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-2-82-91

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

Submitted 21.01.2022; accepted 11.03.2022; published online 27.04.2022

Введение. Сахарный диабет относится к числу опасных заболеваний, которые могут вызывать различные осложнения, среди которых наиболее часто встречаются поражение глаз, сердца и почек. Диабетическая ретинопатия является одним из наиболее распространенных заболеваний и характеризуется поражением сетчатки глаза [1, 2]. Высокий уровень сахара в крови в течение длительного времени изменяет структуру стенок кровеносных сосудов сетчатки, увеличивая проницаемость стенки и позволяя жидкости проникать в пространство внутри

сетчатки (рис. 1). Диабетическая ретинопатия чаще всего проявляется у людей через 5–10 лет после начала диабета. Это заболевание является наиболее частой причиной слепоты и слабо-видения. Диабетическая ретинопатия встречается у 90 % людей с диабетом 1-го типа и у 38.9 % людей с диабетом 2-го типа. В зависимости от клинических симптомов выделяют 3 стадии диабетической ретинопатии: непролиферативную, препролиферативную и пролиферативную диабетическую ретинопатию [3, 4].



Рис. 1. Изображения глазного дна: а – нормальное; б – с диабетической ретинопатией
Fig. 1. Ocular fundus images: a – healthy; б – with diabetic retinopathy

Сегодня информационные технологии широко используются в различных областях клинической медицины [5]. Автоматизированный анализ изображений сетчатки с использованием информационных технологий предлагает офтальмологам широкие ранее недоступные возможности, которые можно адаптировать для своевременного выявления диабетической ретинопатии. Программы автоматизированной обработки изображения сетчатки, особенно при проведении массовых скрининговых тестов, могут значительно сократить время, затрачиваемое профессиональными врачами на анализ больших массивов изображений. Это очень важно с точки зрения экономии времени и бюджета здравоохранения, дает уникальную возможность сделать более объективными критерии выделения опасных форм заболевания.

Скрининг-тесты могут почти вдвое снизить риск слепоты и экономические потери, связанные со слепотой, по сравнению с затратами на совершенствование методов выявления ретинопатии, но они требуют значительных финансовых ресурсов [6]. Поэтому в настоящее время для удешевления диагностики изучается возможность разработки и широкого применения методов автоматического выявления диабетической ретинопатии с использованием алгоритмов математического анализа изображений сетчатки глаза с признаками диабетической ретинопатии [7–10].

Цель исследования – разработка метода обработки и анализа изображений сетчатки глаза для автоматической диагностики диабетической ретинопатии.

Методы обработки изображений сетчатки.
Алгоритмы автоматической обработки изображений

ражений сетчатки включают следующие основные этапы: предварительную обработку изображений сетчатки; локализацию и выделение оптического диска; сегментацию кровеносных сосудов; сегментацию экссудатов; вычисление характеристик и распознавание признаков ретинопатии на изображениях сетчатки (рис. 2).

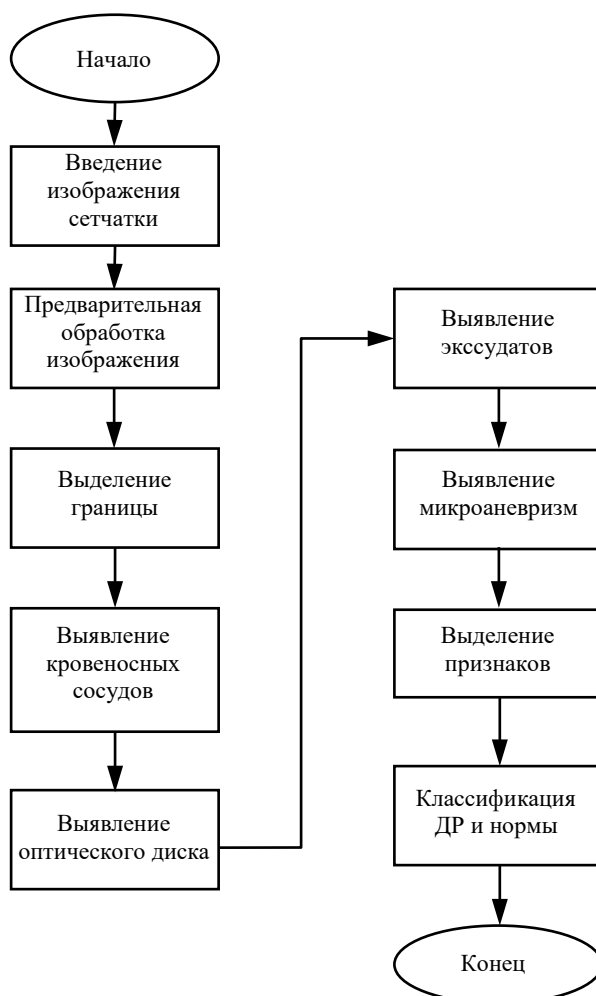


Рис. 2. Алгоритм выявления диабетической ретинопатии
Fig. 2. An algorithm for detecting diabetic retinopathy

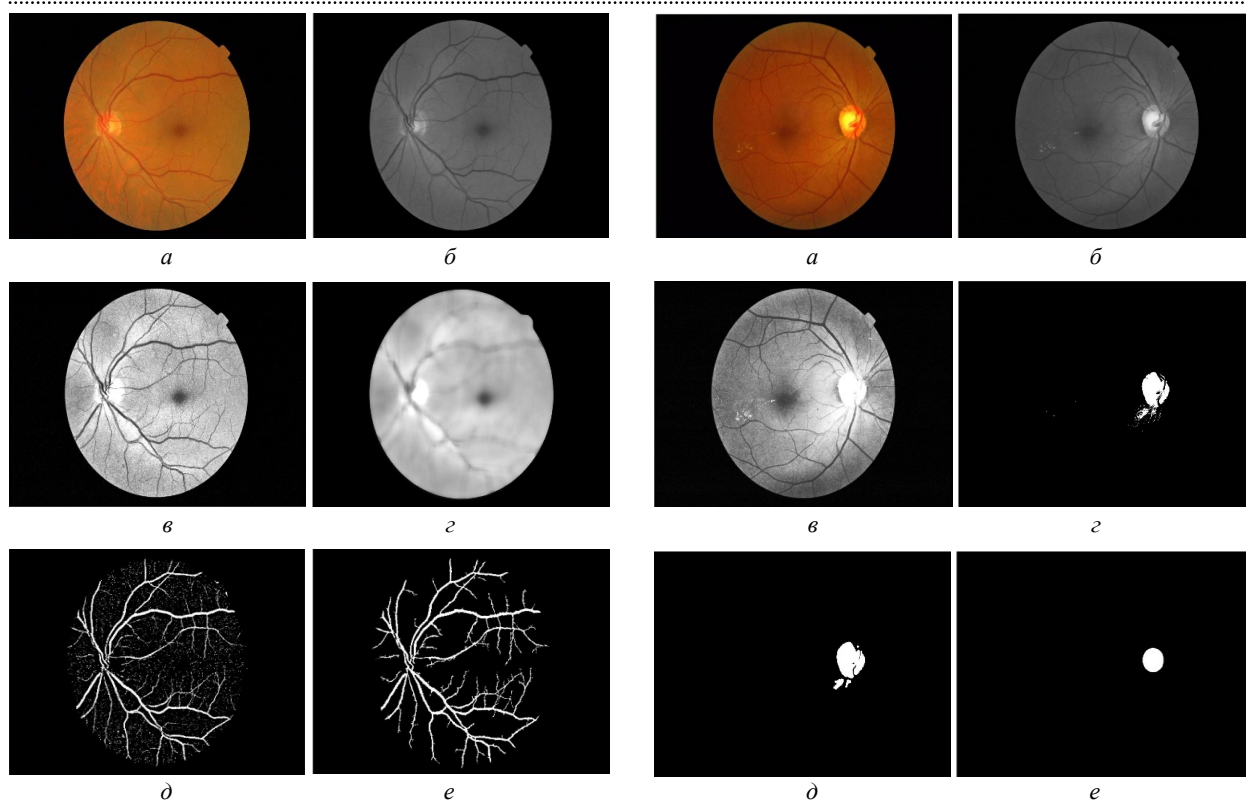


Рис. 3. Выделение кровеносных сосудов: *а* – RGB-изображение; *б* – изображение зеленого канала; *в* – изображение после повышения контрастности; *г* – изображение после медианной фильтрации; *д* – изображение после вычитания; *е* – изображение с выделением кровеносных сосудов

Fig. 3. Segmentation of blood vessels: *a* – RGB image; *б* – green channel; *в* – image after improving the contrast; *г* – image with median filtering; *д* – image after subtraction; *е* – blood vessels image

Корректно выполненная сегментация изображений является необходимым условием для успешного выявления диабетической ретинопатии.

Для усиления контраста изображения часто используется метод адаптивного выравнивания гистограммы (Adaptive Histogram Equalization – АНЕ). При этом вычисляется несколько гистограмм изображения и далее полученные гистограммы используются для перераспределения значения интенсивности изображения. Следовательно, метод АНЕ хорошо подходит для улучшения регионального контраста и краев в каждой области изображения. Для удаления шума применяется метод изучения математической морфологии. Однако этот метод вызывает искажение изображения, поэтому предлагается использовать метод адаптивного выравнивания гистограмм с

Рис. 4. Выделение оптического диска: *а* – RGB-изображение; *б* – серое изображение; *в* – изображение после повышения контрастности; *г* – изображение после бинаризации; *д* – изображение после ряда математических морфологических операций; *е* – изображение с выделением оптического диска

Fig. 4. Segmentation of the optic disc: *a* – RGB image; *б* – gray image; *в* – image after improving the contrast; *г* – image after binarization; *д* – image after applying some mathematical morphological operations; *е* – optic disc image

ограничением контраста (Contrast Limited Adaptive Histogram Equalization – CLAHE), так как обработка контраста будет выполняться на каждом разделенном блоке [11]. Этот метод позволяет уменьшить шумы и усилить локальный контраст, ограничив высоту локальной гистограммы. Изображение делится на несколько подобластей, и затем гистограмма каждой подобласти классифицируется. Процесс выравнивания гистограммы далее выполняется в каждой подобласти отдельно. В результате улучшение изображения с адаптивным выравниванием гистограммы с ограничением контраста достигается интерполяцией каждого пикселя. В предлагаемом методе улучшения контраста изображения используется метод CLAHE.

Выявление кровеносных сосудов. Для повышения контрастности изображения

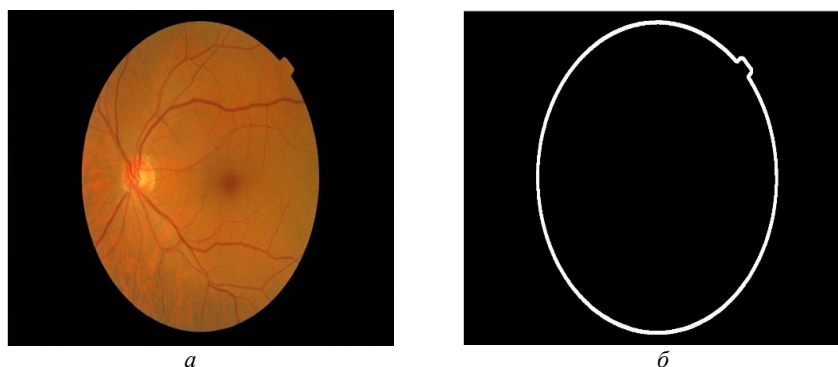


Рис. 5. Выделение границы изображения сетчатки: *а* – RGB-изображение; *б* – изображение с выделением границы
Fig. 5. Segmentation of the image of the retina edge: *a* – RGB image; *b* – edge image

сетчатки компоненты цветного изображения (красного, зеленого и синего) анализируются отдельно. Изображения сетчатки зеленого канала используют для предварительной обработки, поскольку они показывают наилучший контраст между кровеносными сосудами и фоном, а также между диском зрительного нерва и тканями сетчатки. Изображение сетчатки красного канала относительно яркое и показывает сосудистую структуру оболочки глаза. Кровеносные сосуды отображаются четче в красном канале, но они имеют меньшую контрастность, чем в зеленом канале. Изображение синего канала показывает более высокий уровень шума и содержит недостаточный объем информации для выявления кровеносных сосудов. Для повышения контраста изображения далее применяется метод адаптивного выравнивания гистограмм с ограничением контраста. Размытое изображение получается с использованием медианного фильтра. Осуществляется вычитание размытого изображения из изображения, полученного методом CLAHE. Бинарное изображение получается с пороговым значением окончательного изображения, рассчитываемого методом Оцу. Далее применяется операция закрытия с линейным структурирующим элементом для выделения сосудов и устранения мелких связанных элементов, содержащихся в бинарном изображении. Этапы обработки изображения сетчатки для выявления кровеносных сосудов представлены на рис. 3.

Выявление оптического диска. В изображении глазного дна оптический диск пред-

ставлен как яркая желтоватая эллиптическая область и может быть разделен на центральную яркую зону в виде оптической чашки и периферийную область в виде нейроретинального обода. Для выделения оптического диска исходное RGB-изображение преобразуется в серое. Далее применяется метод CLAHE для улучшения контраста серого изображения. Бинаризация изображения осуществляется для получения оптического диска, поскольку он представлен как яркая область глазного дна. Далее осуществляется ряд математических морфологических операций для выявления оптического диска на изображении глазного дна. Оптический диск представляет собой окружность с определенным радиусом (см. рис. 4).

Выделение границы изображения сетчатки. Красный канал выбирается для выделения границы изображения. Бинаризация изображения осуществляется выбором соответствующего порогового значения методом Оцу. Граница изображения получается вычитанием изображений, полученных после дилатации и эрозии бинарного изображения соответственно (рис. 5).

Выявление экссудатов. Экссудаты представляют собой желтые пятна, состоящие из остатков липидов. Такие экссудаты вызывают явные поражения, поэтому их можно обнаружить по изображению красного канала, к которому применяется преобразование в цилиндр или преобразование Топ-хат с дискообразным структурирующим элементом для получения ярких элементов после улучшения кон-

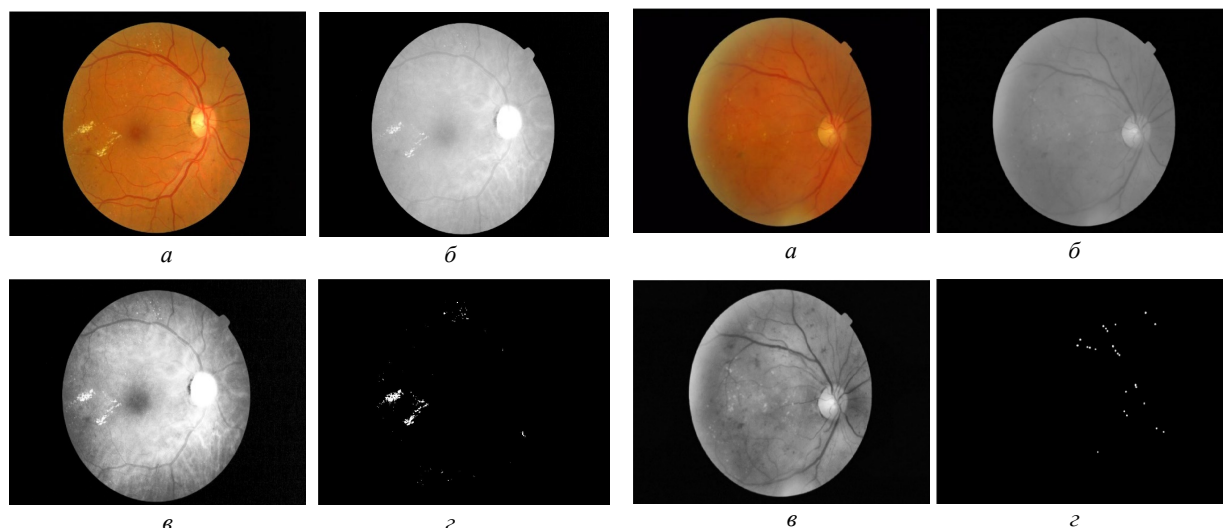


Рис. 6. Выделение экссудатов: *а* – RGB-изображение; *б* – изображение красного канала; *в* – изображение после повышения контрастности; *г* – изображение с выделением экссудатов

Fig. 6. Segmentation of exudates: *a* – RGB image; *б* – red channel; *в* – image after improving the contrast; *г* – exudate image

трастности изображений методом CLAHE, а затем удаляется граница изображения. Для выявления экссудатов далее используется метод максимума энтропии [12].

Энтропия определяется как мера степени неопределенности случайной величины. Пусть X – дискретная случайная величина, определенная на вероятностном пространстве и принимающая значения $\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ с распределением вероятностей $p_k = P(x = x_k)$, где $k = \overline{1, N}$. Тогда энтропия определяется по следующей формуле:

$$H(X) = - \sum_{n=1}^N P(x_n) \log_2 P(x_n). \quad (1)$$

Метод максимума энтропии основан на поиске формы с максимальной энтропией из возможного распределения вероятностей. Поэтому критерий максимальной энтропии используется для устранения неоднозначности решения, а функционал (1) выступает своего рода "мерой качества" изображения.

Рассмотрим изображение размером $N \times M$ с t уровнями серого, и пусть n_i – частота появления каждого уровня интенсивности. Тогда вероятность появления каждого уровня серого цвета задается формулой

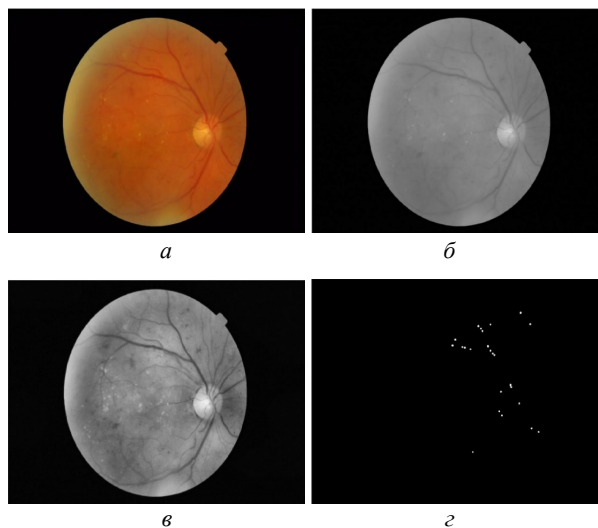


Рис. 7. Выявление микроаневризм: *а* – RGB-изображение; *б* – полутоновое изображение; *в* – изображение после повышения контрастности; *г* – изображение с выделением микроаневризм

Fig. 7. Segmentation of microaneurysms: *a* – RGB image; *б* – half-ton image; *в* – image after improving the contrast; *г* – microaneurysm image

$$p_i = \frac{n_i}{NM}.$$

Предположим, что имеется 2 распределения вероятности – A для фона и B для объекта. Обозначим через t порог бинаризации. Тогда функции энтропии распределения A – $H(A)$ и распределения B – $H(B)$ определяются таким образом:

$$H(A) = - \sum_{i=1}^t \frac{p_i}{p_t} \log_2 \left(\frac{p_i}{p_t} \right);$$

$$H(B) = - \sum_{i=t+1}^m \frac{p_i}{p_m} \log_2 \left(\frac{p_i}{p_m} \right);$$

$$p_m = 1 - p_t.$$

Общая энтропия изображения определяется как сумма функций энтропии A и B . Оптимальный порог задается как значение, максимизирующее эту сумму.

Для выявления экссудатов необходимо исключить кровеносные сосуды и оптический диск из полученного порогового изображения. Результаты выделения экссудатов представлены на рис. 6.

Выявление микроаневризм. Микроаневризмы являются первым клиническим признаком диабетической ретинопатии и прояв-

ляются в виде маленьких красных точек на изображениях глазного дна. Прежде всего исходное RGB-изображение преобразуется в полутоновое с использованием изображений зеленого и красного каналов. Для улучшения контрастности применяется метод CLAHE. Далее используем медианный фильтр для размытия изображения, и полученное изображение вычитается из серого изображения. Пороговое значение задается методом Оцу. Далее выделяем анатомические структуры, такие, как кровеносные сосуды и экссудаты. Микроаневризмы имеют темно-красноватый цвет и выглядят как маленькие красные точки диаметром от 10 до 100 мкм. Поскольку они имеют круглую форму, выбираем дискообразные структурирующие элементы, радиус которых находится в соответствующем интервале. Результат выделения микроаневризм представлен на рис. 7.

Выделение признаков патологических форм на изображениях. При диабетической ретинопатии на изображениях сетчатки отражаются патологические формы. Сформируем показатели, отражающие изменения при диабетической ретинопатии, по изображению с выделенными областями кровеносных сосудов, экссудатов и микроаневризм. Эти показатели включают площади кровеносных сосудов, экссудатов и микроаневризм. Показатели площадей выделенных соответствующих областей рассчитываются как сумма белых пикселей в бинарных изображениях.

Для анализа текстурной структуры изображения сетчатки применяется метод матрицы смежности (Gray-Level Co-occurrence Matrix – GLCM), элементами которой являются относительные частоты f_{ij} наличия на изображении соседних точек с яркостями I_i и I_j , расположенных на расстоянии d друг от друга в одном из четырех угловых направлений $\varphi = 0, 45, 90, 135^\circ$ [13].

Следующие текстурные характеристики рассчитываются по GLCM:

1. Контрастность – мера контраста интенсивности между пикселем и его окрестностями, определяемая следующим образом:

$$C = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} (i-j)^2 f_{ij}.$$

2. Однородность – величина, которая измеряет близость распределения элементов в GLCM к его диагонали и может быть сформулирована таким образом:

$$H = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \frac{f_{ij}}{1+|i-j|}.$$

3. Корреляция – величина, отражающая линейную зависимость значений серого уровня в матрице совместного совпадения:

$$\text{Corr} = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \frac{(i-\mu_i)(j-\mu_j)f_{ij}}{\sigma_i\sigma_j}.$$

4. Энергия – величина, которая измеряет равномерность в интервале $[0; 1]$ и может быть определена по формуле

$$E = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} f_{ij}^2.$$

Таким образом, сформированный комплекс показателей включает 3 показателя, характеризующих изменения кровеносных сосудов, наличие экссудатов и микроаневризм, и 4 текстурных показателя, рассчитывающихся по матрице смежности.

Выявление диабетической ретинопатии на основе дерева решений. Разработанный комплекс позволяет дифференцировать изображение при диабетической ретинопатии и норме. Для выявления диабетической ретинопатии предлагаем метод классификации на основе дерева классификации и регрессии (Classification and Regression Tree – CART) [14].

При использовании CART знания изображаются в виде дерева. Узел дерева представляет имя атрибута, а ветвь – его значение. Листья дерева представляют класс метки. Знания в форме дерева представляют в виде IF-THEN-правил. Для каждого пути от корня к листьям создается одно правило. Конъюнкция формируется для каждой пары атрибут–значение. Предсказания классов находятся в

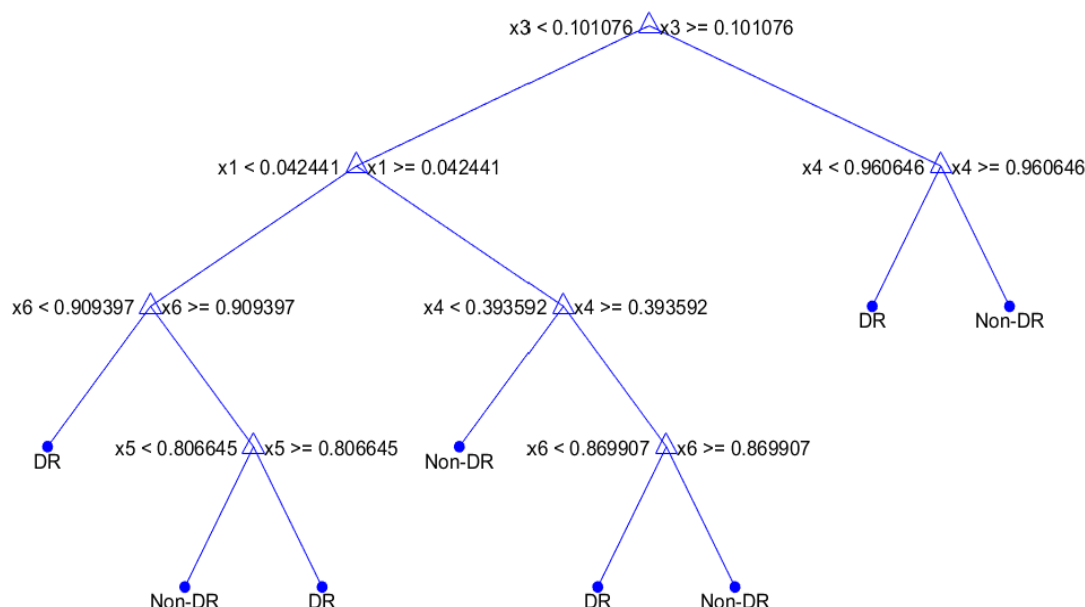


Рис. 8. Дерево решений при CART-классификации
Fig. 8. Decision tree for CART classification

узлах листьев, где представлены 2 класса: диабетическая ретинопатия (DR) и норма (Non-DR).

Входные показатели (площадь кровеносных сосудов, площадь экссудатов, площадь микроаневризмов, контрастность, однородность, корреляция и энергия), используемые для CART-классификатора, представлены вектором $\mathbf{x} = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ ($n = 7$). CART начинается с корневого узла, каждое разбиение является бинарным. Предполагается, что C – это множество разделенных классов диабетической ретинопатии и нормы, т. е. $C \rightarrow \{DR, Non-DR\}$. Для проверки алгоритма выявления диабетической ретинопатии используется верифицированная база изображений сетчатки MESSIDOR. Для построения модели тренируются 70 изображений и 52 изображения для тестирования модели. Дерево решений при генерации модели представлено на рис. 8.

Для разработанной модели потеря регрессии в выборке равна 0.0857 с точностью 0.913. Для оценки аналитической модели и ее поведения на независимых данных используется 10-кратная перекрестная проверка. Потеря регрессии модели при этом составляет 0.30.

При использовании модели результаты классификации отражаются через показатели чувствительности Se , специфичности Sp и точности Acc [15]:

$$Se = \frac{TP}{TP + FN};$$

$$Sp = \frac{TN}{TN + FP};$$

$$Acc = \frac{TP + TN}{TP + TN + FP + FN},$$

где TP означает наличие положительного решения классификатора и положительного истинного значения ответа в оценочной выборке; FP означает наличие положительного ответа классификатора и отрицательного в оценочной выборке; TN означает наличие отрицательного решения классификатора и также отрицательного ответа в оценочной выборке; FN означает наличие отрицательного ответа классификатора и положительного в оценочной выборке.

Были получены следующие показатели чувствительности Se , специфичности Sp и точности Acc соответственно: 87.14, 88.50 и 87.81 %.

Заключение. Результаты исследования показывают, что разработанный алгоритм может быть применен в системе выявления диабетической ретинопатии. Для повышения точности метода необходимо учитывать комплекс показателей, характеризующих изменения в сетчатке при диабетической ретинопатии.

Сегментация изображения сетчатки позволяет оценивать патологические формы диабетической ретинопатии через текстурные свойства изображения и геометрические свойства

изображения выделенных областей. Для повышения точности классификации необходимо повысить точность алгоритма сегментации интересующих объектов.

Список литературы

1. Диабетическая ретинопатия / Т. М. Миленская, Е. Г. Бессмертная, В. К. Александрова, Н. Б. Смирнова, Т. А. Андрианова // Сахарный диабет. 2005. Т. 8, № 3. С. 18–20. doi: 10.14341/2072-0351-5573
2. Эпидемиология и регистр диабетической ретинопатии в Российской Федерации / Д. В. Липатов, В. К. Александрова, Д. С. Атарщиков, Е. Г. Бессмертная, И. Л. Кон, А. Г. Кузьмин, Т. А. Чистяков // Сахарный диабет. 2014. № 1. С. 4–7. doi: 10.14341/DM201414-7
3. Wang W., Lo A. C. Diabetic retinopathy: pathophysiology and treatments // Intern. J. of Molecular Sciences. 2018. Vol. 19, № 6. P. 1816. doi: 10.3390/ijms19061816
4. The progress in understanding and treatment of diabetic retinopathy / A. W. Stitt, T. M. Curtis, M. Chen, R. J. Medina, G. J. McKay, A. Jenkins, N. Lois // Progress in retinal and eye research. 2016. Vol. 51. P. 156–186. doi: 10.1016/j.preteyeres.2015.08.001
5. The benefits of health information technology: a review of the recent literature shows predominantly positive results / M. B. Buntin, M. F. Burke, M. C. Hoaglin, D. Blumenthal // Health affairs. 2011. Vol. 30, iss. 3. P. 464–471. doi: 10.1377/hlthaff.2011.0178
6. Jones S., Edwards R. T. Diabetic retinopathy screening: a systematic review of the economic evidence // Diabetic medicine. 2010. Vol. 27, iss. 3. P. 249–256. doi: 10.1111/j.1464-5491.2009.02870.x
7. Artificial intelligence for diabetic retinopathy screening: a review / A. Grzybowski, P. Brona, G. Lim, P. Ruamviboonsuk, G. S. Tan, M. Abramoff, D. S. Ting // Eye. 2020. Vol. 34, iss. 3. P. 451–460. doi: 10.1038/s41433-019-0728-0
8. Automated early detection of diabetic retinopathy / M. D. Abramoff, J. M. Reinhardt, S. R. Russell, J. C. Folk, V. B. Mahajan, M. Niemeijer, G. Quellec // Ophthalmology. 2010. Vol. 117, iss. 6. P. 1147–1154. doi: 10.1016/j.ophtha.2010.03.046
9. A deep learning ensemble approach for diabetic retinopathy detection / S. Qummar, F. G. Khan, S. Shah, A. Khan, S. Shamshirband, Z. U. Rehman, W. Jadoon // IEEE Access. 2019. Vol. 7. P. 150530–150539. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2947484
10. Development and validation of a deep learning algorithm for detection of diabetic retinopathy in retinal fundus photographs / V. Gulshan, L. Peng, M. Coram, M. C. Stumpe, D. Wu, A. Narayanaswamy, D. R. Webster // Jama. 2016. Vol. 316, iss. 22. P. 2402–2410. doi: 10.1001/jama.2016.17216
11. Multidimensional contrast limited adaptive histogram equalization / V. Stimper, S. Bauer, R. Ernstorfer, B. Schölkopf, R. P. Xian // IEEE Access. 2019. Vol. 7. P. 165437–165447. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2952899
12. Wu Nailong. The maximum entropy method // Springer Series in Information Sciences. Springer, 2012. Vol. 32. 327 p.
13. Suresh A., Shunmuganathan K. L. Image texture classification using gray level co-occurrence matrix based statistical features // European J. of Scientific Research. 2012. Vol. 75, № 4. P. 591–597.
14. Patel Brijain R, Kaushik K. Rana. A survey on decision tree algorithm for classification // Intern. J. of Engineering Development and Research. 2014. Vol. 2, iss. 1. P. 1–5.
15. Montgomery D. C., Runger G. C. Applied statistics and probability for engineers. John Wiley & Sons, 2010. 784 p.

Информация об авторах

Нгуен Чонг Туен – кандидат технических наук (2018) по специальности "Приборы, системы и изделия медицинского назначения", преподаватель кафедры биомедицинской инженерии Технического университета им. Ле Куй Дона (Республика Вьетнам). Автор более 30 научных публикаций. Сфера научных интересов – медицинское приборостроение; обработка и анализ биомедицинских сигналов и данных; телемедицинские системы диагностики.

Адрес: Технический университет им. Ле Куй Дона, 236 Хоанг Куок Вьет, Ханой, Республика Вьетнам

E-mail: nguyentuyen1988@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-9408-2622>

Чан Чонг Хыу – кандидат технических наук (2018) по специальности "Приборы, системы и изделия медицинского назначения", исследователь Военного госпиталя 103 (Республика Вьетнам). Автор более 30 научных публикаций. Сфера научных интересов – медицинское приборостроение; обработка и анализ биомедицинских сигналов и данных; телемедицинские системы диагностики.

Адрес: Военный госпиталь 103, 261 Фунг Хынг, Ханой, Республика Вьетнам

E-mail: trantronghuu@vmmu.edu.vn

<https://orcid.org/0000-0003-3165-742X>

References

1. Milen'kaya T. M., Bessmertnaya E. G., Aleksandrova V. K., Smirnova N. B., Andrianova T. A. *Diabeticheskaya retinopatiya* [Diabetic Retinopathy]. *Diabetes mellitus*. 2005, vol. 8, no. 3, pp. 18–20. doi: 10.14341/2072-0351-5573 (In Russ.)
2. Lipatov D. V., Aleksandrova V. K., Atarshchikov D. S., Bessmertnaya E. G., Kon I. L., Kuz'min A. G., Smirnova N. B., Tolkacheva A. A., Chistyakov T. A. Current Report from Russian Diabetic Retinopathy Register. *Diabetes Mellitus*. 2014, vol. 17, no. 1, pp. 4–7. doi: 10.14341/DM201414-7 (In Russ.)
3. Wang W., Lo A. C. Diabetic Retinopathy: Pathophysiology and Treatments. *Intern. J. of Molecular Sciences*. 2018, vol. 19, no. 6, p. 1816. doi: 10.3390/ijms19061816
4. Stitt A. W., Curtis T. M., Chen M., Medina R. J., McKay G. J., Jenkins A., Lois N. The Progress in Understanding and Treatment of Diabetic Retinopathy. *Progress in Retinal and Eye Research*. 2016, vol. 51, pp. 156–186. doi: 10.1016/j.preteyeres.2015.08.001
5. Buntin M. B., Burke M. F., Hoaglin M. C., Blumenthal D. The Benefits of Health Information Technology: A Review of the Recent Literature Shows Predominantly Positive Results. *Health Affairs*. 2011, vol. 30, iss. 3, pp. 464–471. doi: 10.1377/hlthaff.2011.0178
6. Jones S., Edwards R. T. Diabetic Retinopathy Screening: A Systematic Review of the Economic Evidence. *Diabetic Medicine*. 2010, vol. 27, iss. 3, pp. 249–256. doi: 10.1111/j.1464-5491.2009.02870.x
7. Grzybowski A., Brona P., Lim G., Ruamviboonsook P., Tan G. S., Abramoff M., Ting D. S. Artificial Intelligence for Diabetic Retinopathy Screening: a Review. *Eye*. 2020, vol. 34, iss. 3, pp. 451–460. doi: 10.1038/s41433-019-0728-0
8. Abramoff M. D., Reinhardt J. M., Russell S. R., Folk J. C., Mahajan V. B., Niemeijer M., Quilley G. Automated Early Detection of Diabetic Retinopathy. *Ophthalmology*. 2010, vol. 117, iss. 6, pp. 1147–1154. doi: 10.1016/j.ophtha.2010.03.046
9. Qummar S., Khan F. G., Shah S., Khan A., Shamshirband S., Rehman Z. U., Jadoon W. A Deep Learning Ensemble Approach for Diabetic Retinopathy Detection. *IEEE Access*. 2019, vol. 7, pp. 150530–150539. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2947484
10. Gulshan V., Peng L., Coram M., Stumpe M. C., Wu D., Narayanaswamy A., Webster D. R. Development and Validation of a Deep Learning Algorithm for Detection of Diabetic Retinopathy in Retinal Fundus Photographs. *Jama*. 2016, vol. 316, iss. 22, pp. 2402–2410. doi: 10.1001/jama.2016.17216
11. Stimper V., Bauer S., Ernstorfer R., Schölkopf B., Xian R. P. Multidimensional contrast limited adaptive histogram equalization. *IEEE Access*. 2019, vol. 7, pp. 165437–165447. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2952899
12. Wu Nailong. The maximum entropy method. *Springer Series in Information Sciences*. Springer, 2012, vol. 32, 327 p.
13. Suresh A., Shunmuganathan K. L. Image Texture Classification Using Gray Level Co-Occurrence Matrix Based Statistical Features. *European J. of Scientific Research*. 2012, vol. 75, no. 4, pp. 591–597.
14. Patel Brijain R, Kaushik K. Rana. A Survey On Decision Tree Algorithm For Classification. *Intern. J. of Engineering Development and Research*. 2014, vol. 2, iss. 1, pp. 1–5.
15. Montgomery D. C., Runger G. C. Applied statistics and probability for engineers. John Wiley & Sons, 2010, 784 p.

Information about the authors

Nguyen Trong Tuyen, Cand. Sci. (Eng.) (2018) in the field of Devices, systems, and medical products, a lecturer at the Department of Biomedical Engineering, Le Quy Don Technical University, Republic of Vietnam. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; processing, and analysis of biomedical signals and data; telemedicine diagnostic systems.

Address: Le Quy Don Technical University, 236 Hoang Quoc Viet, Hanoi, Republic of Vietnam

E-mail: nguyentuyen1988@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-9408-2622>

Tran Trong Huu, Cand. Sci. (Eng.) (2018) in the field of Devices, systems, and medical products, researcher at Military Hospital 103, Republic of Vietnam. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; processing and analysis of biomedical signals and data; telemedicine diagnostic systems.

Address: Hospital 103, 261 Phung Hung, Hanoi, Republic of Vietnam.

E-mail: trantronghuu@vmmu.edu.vn

<https://orcid.org/0000-0003-3165-742X>

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц, обзорной статьи не более 20 страниц);
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

Структура научной статьи

Авторам рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:

- УДК (выравнивание по левому краю);
- название статьи;
- авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
- место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
- аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
- ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
- источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
- благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
- конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).

- Заголовочная часть на английском языке:

- название (Title);

- авторы (Authors);
- место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
- аннотация (Abstract);
- ключевые слова (Keywords);
- источник финансирования (Acknowledgements);
- конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
- Приложения (при наличии).
- Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
- Список литературы (библиографический список);
- Информация об авторах.

Название статьи должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

Авторство и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

Аннотация представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

Введение. Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

Цель работы. Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

Материалы и методы. Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

Результаты. Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

Обсуждение (Заключение). Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

Ключевые слова – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

Введение. Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

Методы. Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

Результаты. В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

Обсуждение (Заключение и Выводы). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

Список литературы (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников:

- 05.12.00 – "Радиотехника и связь" (05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии, 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций, 05.12.14 Радиолокация и радионавигация);
- 05.27.00 – "Электроника" (05.27.01 – Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника на квантовых эффектах, 05.27.02 – Вакуумная и плазменная электроника, 05.27.03 – Квантовая электроника, 05.27.06 – Технология и оборудование для производства полупроводников, материалов и приборов электронной техники);
- 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5 (05.11.01 – Приборы и методы измерения по видам измерений, 05.11.03 – Приборы навигации, 05.11.06 – Акустические приборы и системы, 05.11.07 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы, 05.11.08 – Радиоизмерительные приборы, 05.11.10 – Приборы и методы для измерения ионизирующих излучений и рентгеновские приборы, 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий, 05.11.14 – Технология приборостроения, 05.11.15 – Метрология и метрологическое обеспечение, 05.11.16 – Информационно-измерительные и управляющие системы (по отраслям), 05.11.17 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения, 05.11.18 – Приборы и методы преобразования изображений и звука).

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиопотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197022, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 литера Ф, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

Уважаемые авторы!

Обратите внимание, что на основании рекомендации Высшей аттестационной комиссии (ВАК) приказом Минобрнауки России от 24 февраля 2021 г. № 118 утверждена новая номенклатура научных специальностей, по которым присуждаются ученые степени.

Защиты диссертаций по старой номенклатуре научных специальностей (приказ Министерства образования и науки Российской Федерации от 23 октября 2017 г. № 1027 с последующими изменениями) будут идти до 16 октября 2022 г.

На основании рекомендации президиума ВАК от 21 мая 2021 г. № 13/19 журнал будет публиковать статьи по старой номенклатуре научных специальностей до 4-го номера включительно (выход номера в сентябре 2022 г.).

Соответственно, прием статей по данной номенклатуре будет осуществляться до 1 июля 2022 г. Прием журналом статей по новой номенклатуре научных специальностей – с 01 января 2022 г.

С 01.01.2022 г. по 01.07.2022 г. журналом принимаются статьи по старой и новой номенклатурам научных специальностей, с 01.07.2022 г. – только по новой номенклатуре научных специальностей.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников.

Старая номенклатура научных специальностей, по которым присуждаются ученые степени (действует до 16.10.2022 г.):

- 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" (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).

Новая номенклатура научных специальностей, по которым присуждаются ученые степени:

2.2 – Электроника, фотоника, приборостроение и связь:

- 2.2.1 – Вакуумная и плазменная электроника.
- 2.2.2 – Электронная компонентная база микро- и нанoeлектроники, квантовых устройств.
- 2.2.3 – Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники.
- 2.2.4 – Приборы и методы измерения (по видам измерений).
- 2.2.5 – Приборы навигации.
- 2.2.6 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы.
- 2.2.7 – Фотоника.
- 2.2.8 – Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды.
- 2.2.9 – Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры.
- 2.2.10 – Метрология и метрологическое обеспечение.
- 2.2.11 – Информационно-измерительные и управляющие системы.
- 2.2.12 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения.
- 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.
- 2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.
- 2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- 2.2.16 – Радиолокация и радионавигация.

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

- 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.

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

- 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.

Известия высших учебных заведений России. РАДИОЭЛЕКТРОНИКА
Journal of the Russian Universities. RADIOELECTRONICS

Том 25 № 2 2022

Vol. 25 No. 2 2022

Научный редактор А. М. Мончак
Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Компьютерная верстка М. И. Поповой,
Е. И. Третьяковой

Science Editor A. M. Monchak
Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek
DTP Professional M. I. Popova
E. I. Tretyakova

Подписано в печать 22.04.22. Формат 60×84 1/8.
Бумага офсетная. Печать цифровая.
Уч.-изд. л. 12.87. Печ. л. 12.5. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 54.
Цена свободная.

Signed to print 22.04.22. Sheet size 60×84 1/8.
Educational-ed. liter. 12.87. Printed sheets 12.5. Number of copies 300.
Printing plant 1–150 copies. Order no. 54.
Free price.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197022, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 Ф

ETU Publishing house
5 F Prof. Popov St., St Petersburg 197022, Russia