

DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 26 № 1 2023

Journal of the Russian Universities **RADIOELECTRONICS**

Vol. 26 No. 1 2023

Санкт-Петербург Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2023

Saint Petersburg ETU Publishing house

—Л/—Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника

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, Bielefild Academic Search Engine,

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

А. В. СОЛОМОНОВ, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ В. М. КУТУЗОВ, д.т.н., президент, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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

Matthias A. HEIN, PhD, Dr Rer. Nat. Habil., Prof., Технический университет, Ильменау, Германия Jochen HORSTMANN, PhD, Dr Rer. Nat., директор департамента, Гельмгольц-центр, Гестахт, Германия Alexei KANAREYKIN, Dr Sci., гл. исполн. директор, Euclid TechLabs LLC, Солон, США Erkki LAHDERANTA, 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

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

Google Scolar, Library of Congress, Recearch4life, 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

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. СЕЛИШЕВ.** д.ф.-м.н., проф., НИУ Московский

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

А. Б. УСТИНОВ, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), С.-Петербург, Россия В. М. УСТИНОВ, д.ф-м.н., чл.-кор. РАН, директор, Центр микроэлектроники и субмикронных

гетероструктур РАН, С.-Петербург, Россия В. А. ЦАРЕВ, д.т.н., проф., Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю. А., Саратов, Россия

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

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

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

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

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

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 Π4296 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, Bielefi ld 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 adress:

ETU, 5F Prof. Popov St., St Petersburg 197022, Russia Tel.: +7 (812) 234-10-13 E-mail: radioelectronic@yandex.ru **RE.ELTECH.RU** © ETU, design, 2020

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

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

St Petersburg, Russia

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD Vladimir M. KUTUZOV, Dr Sci. (Eng.), President,

Saint Petersburg Electrotechnical University,

St Petersburg, Russia

EDITORIAL BOARD:

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

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

Jochen HÖRSTMANN, 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, Lappenranta, 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

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

Key Objectives:

-provide researchers in the fi eld 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 fi eld of radioelectronics at the international level;

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

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. VÖSTRETSOV, Dr Sci. (Eng.), Professor, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

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

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

EXECUTIVE SECRETARY

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

- acquaint readers with international best practices in the implementation of scientifi c results;

 attract promising young specialists to scientifi c work in the fi eld of radioelectronics;

- inform readers about symposia, conferences and seminars in the fi eld of Radioelectronics



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

СОДЕРЖАНИЕ

Научные статьи

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Глушанков Е. И., Царик В. И. Прямые методы адаптации линейных и кольцевых антенных решеток в навигационных спутниковых системах
Бибарсов М. Р., Бибарсова Г. Ш., Габриэльян Д. Д., Дворников С. В., Федоров Д. С. Влияние локально-плоских искажений излучающего раскрыва на диаграмму направленности фазированной антенной решетки
Проектирование и технология радиоэлектронных средств
Александров В. А., Калашников С. А., Маркова Л. В. Исследование компенсационных методов регулирования параметров ключевых преобразователей напряжения
Радиолокация и радионавигация
Во Сунг Ха, Нгуен Трунг Киен, Нгуен Фунг Бао, Данг Куанг Хиеу. Синтез обобщенного алгоритма обработки и формирования данных по отраженным сигналам от сложных целей
Радиофотоника
Унченко И. В., Емельянов А. А. Особенности построения радиофотонных приемопередающих каналов бортовых систем связи, радиолокации и радиомониторинга
Электроника СВЧ
Таценко И. Ю., Шамрай А. В., Степанов С. И., Устинов А. Б. Исследование перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра на основе ацетиленовой газовой ячейки
Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн
Вагин А. В., Воротынцева А. С. Гидроакустическое устройство профилирования донного грунта с синтезированной апертурой
Коновалов С. И., Юлдашев З. М. Формирование зондирующих сигналов пьезоэлектрических преобразователей для ультразвукового контроля
Метрология и информационно-измерительные приборы и системы
Романцов В. Н., Романцов С. В., Романцова Н. В. Расширение частотной характеристики измерителя импульсного магнитного поля на основе <i>RL</i> -интегратора
От редакции
Знаменательные даты113
Научно-технические разработки115
Правила для авторов статей116

CONTENTS

Original articles

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

of Locally Flat Distortions in the Radiating Aperture on the Radiation Pattern of a Phased Antenna Array.....17

Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities

Aleksandrov V. A., Kalashnikov S. A., Markova L. V. Compensation Methods for Regulating	
Parameters of Switch Voltage Converters	26

Radar and Navigation

Vo Xung Ha, Nguyen Trung Kien, Nguyen Phung Bao, Dang Quang Hieu. Synthesis	
of a Generalized Algorithm for Processing and Generating Data on Reflected Signals	
from Complex Targets	44

Microwave Photonics

Unchenko I. V., Emelyanov A. A. Specific Features of Designing Microwave Photonic Receiving and Transmitting Channels of Onboard Systems for Communication, Radar and Radio Monitoring.......58

SHF Electronics

Tatsenko I. Yu., Shamrai A. V., Stepanov S. I., Ustinov A. B. Investigation of a Tunable Microwave Photonic Filter Based on an Acetylene Reference Cell	68
Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio	Waves
Vagin A. V., Vorotyntseva A. S. Hydroacoustic Bottom Soil Profiling Device with Synthetic Aperture	78
Konovalov S. I., Yuldashev Z. M. Formation of Probing Signals of Piezoelectric Transducers for Ultrasonic Testing	87
Metrology and Information-Measuring Devices and Systems	
Romantsov V. N., Romantsov S. V., Romantsova N. V. Frequency Response Extension of a Pulsed Magnetic Field Meter Based on an <i>RL</i> Integrator	99
From the Editor	
Significant Dates	113
Scientific and Technical Developments	115
Author's Guide	116

Электродинамика, микроволновая техника, антенны УДК 621.396.67 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-1-6-16

Научная статья

Прямые методы адаптации линейных и кольцевых антенных решеток в навигационных спутниковых системах

Е. И. Глушанков¹, В. И. Царик^{2⊠}

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, Россия

²ООО "Эйртэго", Санкт-Петербург, Россия

⊠ wladimirzarik@mail.ru

Аннотация

Введение. Одной из наиболее важных и актуальных задач современной спутниковой навигации является подавление помех, снижающих качество работы навигационных систем. Распространенным способом решения задачи компенсации помех является использование цифровых адаптивных пространственных фильтров. В зависимости от конкретной конфигурации радиотехнической системы при математическом описании методов цифровой обработки сигналов могут использоваться специфические вычислительные структуры, работа с которыми при практической реализации может быть осуществлена с использованием особых вычислительных алгоритмов. В частности, применение в радионавигационной системе центрально-симметричных линейных и кольцевых антенных решеток позволяет использовать для описания таких систем соответственно теплицевы и циркулянтные выборочные корреляционные матрицы и реализовывать обращение таких матриц в целях построения цифровых фильтров с помощью особых численных методов.

Цель работы. Сравнительный анализ работы алгоритмов пространственной обработки сигналов с оцениванием теплицевых и циркулянтных выборочных корреляционных матриц и численных методов обращения таких матриц, уточнение некоторых известных результатов в данной области.

Материалы и методы. Анализ работы алгоритмов проводился в среде MATLAB с использованием экспериментальных записей спутниковых навигационных сигналов и помех, полученных с помощью реальной радиотехнической системы.

Результаты. Получено новое выражение для построения выборочной оценки циркулянтной корреляционной матрицы. Приведены формулы, задающие модификацию численного алгоритма Барайсса обращения теплицевых матриц для случая комплексной эрмитовой матрицы. Посредством анализа результатов компьютерного моделирования выявлены алгоритмы, показавшие в поставленных экспериментах наилучшие харак-

теристики. Время работы алгоритмов в случае теплицевой матрицы не превысило 2.5 · 10⁻³ с, в случае циркулянтной – 0.04 с. Значения отношения несущей к шуму в обработанном сигнале составили не менее 46 дБ. Заключение. Полученные формулы и проанализированные алгоритмы могут быть использованы при реализации адаптивной цифровой фильтрации спутниковых навигационных сигналов.

Ключевые слова: адаптивная цифровая фильтрация, формирование луча, выборочная корреляционная матрица, теплицева матрица, циркулянтная матрица, алгоритм Левинсона, алгоритм Барайсса, MATLAB

Для цитирования: Глушанков Е. И., Царик В. И. Прямые методы адаптации линейных и кольцевых антенных решеток в навигационных спутниковых системах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 6–16. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-6-16

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 28.09.2022; принята к публикации после рецензирования 24.11.2022; опубликована онлайн 28.01.2023



Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Original article

Direct Adaption Methods for Linear and Circular Antenna Arrays

Evgeniy I. Glushankov¹, Vladimir I. Tsarik^{2⊠}

¹Federal State Budget-Financed Educational Institution of Higher Education "The Bonch-Bruevich St Petersburg State University of Telecommunications", St Petersburg, Russia

²LLC "Airtago", St Petersburg, Russia

⊠ wladimirzarik@mail.ru

Abstract

Introduction. The mitigation of interferences that degrade the performance of navigation systems constitutes one of the most significant problems of contemporary satellite navigation. This problem is conventionally solved using digital adaptive space filters. Depending on a particular radio technical system, the mathematical description of digital signal processing methods may involve specific calculation structures implemented using specific calculation algorithms. For example, the use of centrosymmetric linear and circular antenna arrays in a radio navigation system allows the description of such systems in terms of Toeplitz and circulant sample covariance matrices, respectively, and the inversion of such matrices by means of special numerical methods in order to design a digital filter.

Aim. A comparative analysis of the performance of space signal processing algorithms is carried out along with an estimation of Toeplitz and circulant sample covariance matrices and numerical methods of their inversion. The previously obtained results in this field are clarified.

Materials and methods. An analysis of algorithm performance was carried out in the MATLAB environment using experimental recordings of satellite navigation signals and jammers obtained by an actual radio technical system.

Results. A new expression was derived for estimating circulant sample covariance matrices. Formulae that describe a modification of the Bareiss numerical Toeplitz matrix inversion algorithm for the case of complex Hermitian matrix were introduced. An analysis of the results of computer simulation allowed the algorithms with the highest performance to be indicated. The amount of time taken by the algorithms based on Toeplitz and circulant matrices did

not exceed $2.5 \cdot 10^{-3}$ s and 0.04 s, respectively. The carrier-to-noise ratio in the processed signal was at least 46 dB. *Conclusion.* The formulae obtained and the algorithms analyzed can be used when implementing adaptive digital filtering of satellite navigation signals.

Keywords: adaptive digital filtering, beamforming, sample covariance matrix, Toeplitz matrix, circulant matrix, Levinson algorithm, Bareiss algorithm, MATLAB

For citation: Glushankov E. I., Tsarik V. I. Direct Adaption Methods for Linear and Circular Antenna Arrays. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 6–16. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-6-16

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

Submitted 28.09.2022; accepted 24.11.2022; published online 28.01.2023

Введение. Глобальные навигационные спутниковые системы на протяжении уже достаточно долгого времени являются неотъемлемой частью жизни человека. Изначально создававшиеся как средства военной навигации, спутниковые системы постепенно нашли весьма широкое применение в технологиях гражданской направленности. В связи с расширением области применения спутниковых навигационных технологий увеличивается и перечень требований, предъявляемых к их реализации. Одним из основных, весьма важным и актуальным требованием является обеспечение помехозащищенности спутниковой навигации. Вблизи земной поверхности излучаемые спутниками сигналы имеют достаточно малую мощность и потому являются уязвимыми для воздействия помех различной природы. В результате искажения помехами спутниковый сигнал может потерять значительную часть

Прямые методы адаптации линейных и кольцевых антенных решеток в навигационных спутниковых системах Direct Adaption Methods for Linear and Circular Antenna Arrays навигационной информации, которую он несет. В связи с этим большой интерес вызывает задача компенсации помех в спутниковом навигационном сигнале [1].

Одним из способов увеличения помехозащищенности спутниковой радионавигационной системы является адаптивная цифровая пространственная фильтрация поступающего на вход системы сигнала. В большинстве применяемых для режекции помех цифровых фильтров с конечной импульсной характеристикой для ее вычисления используется выборочное приближение поканальной корреляционной матрицы (КМ) входного сигнала [2]. Существует большое количество различных способов вычисления выборочной КМ, каждый из которых имеет свои преимущества и недостатки [3]. При этом выборочная КМ может также обладать определенной структурой, которая зависит от формы используемой в радиотехнической системе антенной решетки (АР) [4]. В данной статье анализируются некоторые известные результаты, связанные с приближением выборочных КМ к матрицам особого вида, а также предлагается новая формула для аппроксимации выборочных КМ в кольцевых эквидистантных АР. Кроме того, в цифровых алгоритмах пространственной обработки сигналов используется не сама КМ входного сигнала, а матрица, обратная к ней. Вычислить обратную матрицу в общем случае можно многими различными способами, однако если исходная матрица обладает определенной структурой, то можно использовать специальные алгоритмы численного обращения, позволяющие упростить и ускорить вычисления. В данной статье приводится сравнительный анализ нескольких алгоритмов обращения теплицевых и циркулянтных выборочных КМ, которые возникают в задачах цифровой фильтрации при использовании линейных и кольцевых АР. В частности, анализируется работа одного из методов обращения теплицевых матриц – алгоритма Барайсса [5], который до настоящего времени не использовался в задачах адаптации АР, а также приводятся формулы, определяющие одну из модификаций этого алгоритма, соответствующую случаю эрмитовой теплицевой матрицы.

Сравнение работы всех алгоритмов проводится с использованием экспериментально записанных сигналов от спутников и помех в реальной спутниковой радиотехнической системе.

Постановка задачи фильтрации. Задача пространственной адаптивной фильтрации сигналов ставится следующим образом. В плоскости Оху (рис. 1) располагается (линейная или кольцевая) эквидистантная АР, состоящая из N антенных элементов (АЭ). Центр масс АР совпадает с началом координат. Расстояние между соседними АЭ равно половине длины волны приходящего на решетку сигнала. В верхнем полупространстве (z > 0) находятся один источник полезного сигнала и один источник широкополосной помехи. На входе АР присутствует входной сигнал $x \in \mathbb{C}^{N \times K}$, где К- количество временных отсчетов сигнала, который представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала, шума и помехи, причем уровень помехи выше уровня полезного сигнала, который, в свою очередь, выше уровня шума. Такая сигнально-помеховая ситуация наиболее характерна для навигационных спутниковых систем. Требуется построить адаптивный пространственный фильтр, выходной сигнал $y \in \mathbb{C}^{K}$ которого представляет собой полезный сигнал, выделенный из смеси с помехой и шумом.



Рис. 1. Взаимное расположение кольцевой (черные и светло-серые круги) и линейной (белые и светло-серые круги) антенных решеток и источника сигнала или помехи (темно-серый круг)

Fig. 1. Mutual displacement of a circular (black and light grey circles) and a linear (white and light grey circles) antenna arrays and a signal or interference source (dark grey circle)

Существует много различных методов построения фильтров, решающих поставленную задачу. В описываемой работе в качестве алгоритма фильтрации используется так называемый метод формирования луча (*англ.* beamforming) [2]. При использовании этого метода выходной сигнал *у* получается из входного *х* умножением на вектор весовых коэффициентов (BBK) **w**: $y = \mathbf{w}^T x$, где *T* – знак транспонирования. Вектор **w**, в свою очередь, формируется с использованием обращенной КМ R^{-1} входного сигнала *x* по следующей формуле:

$$\mathbf{w} = \frac{R^{-1}\mathbf{a}(\phi,\theta)}{\mathbf{a}(\phi,\theta)^{H} R^{-1}\mathbf{a}(\phi,\theta)},$$

где H – знак эрмитова сопряжения; $\mathbf{a}(\varphi, \theta)$ – управляющий вектор AP по направлению, заданному долготой φ и широтой θ (рис. 1), вычисляемый по формуле

$$\mathbf{a}(\boldsymbol{\varphi},\boldsymbol{\theta}) = \exp\left\{i\frac{2\pi}{\lambda}uv\right\}.$$

Здесь *i* – мнимая единица; $\lambda = 0.19$ м – длина волны полезного сигнала, соответствующая центральной частоте сигнала GPS *L*1; $u \in \mathbb{R}^{N \times 3}$ – матрица декартовых координат АЭ;

$$v = \begin{pmatrix} \cos\theta\cos\phi\\ \cos\theta\sin\phi\\ \sin\theta \end{pmatrix}.$$

С учетом того, что направления φ и θ на полезный сигнал априори неизвестны, оптимальные весовые коэффициенты определяются из условия максимизации коэффициента подавления помехи (КП), равного отношению мощностей входного и выходного сигналов фильтра [6].

Обычно в приложениях для построения ВВК используется не сама КМ входного сигнала, которую фактически невозможно вычислить вследствие конечной длительности входного сигнала, а некоторая ее аппроксимация, построенная по ограниченному количеству отсчетов сигнала. Одна из целей описываемой работы — исследование различных способов приближения КМ в линейных и кольцевых АР, а также методов построения BBK алгоритма формирования луча с данными КМ и качества работы соответствующих им адаптивных пространственных фильтров.

Аппроксимация КМ. В [4] показано, что КМ определенных видов АР имеют особую структуру. Например, КМ линейной АР является теплицевой, т. е. матрицей с постоянными диагоналями. В свою очередь, КМ кольцевой АР является циркулянтной, т. е. составленной из циклических сдвигов некоторого вектора. Нетрудно убедиться в том, что любая циркулянтная матрица по определению также является теплицевой.

Естественно предположить, что выборочные аппроксимации КМ особого вида будут иметь такую же структуру, как и сами КМ. Однако на практике это не всегда оказывается так. Например, при использовании наиболее распространенной формулы построения выборочной КМ

$$\hat{R} = \frac{1}{K} x x^H \tag{1}$$

полученное приближение не будет обладать той же структурой, какую имела исходная КМ [4]. Следовательно, для сохранения структуры исходной матрицы у выборочной КМ необходимо использовать особые методы построения аппроксимирующих матриц.

Для построения выборочных теплицевых КМ линейных АР в [4] используется формула

$$\hat{r}_{ij} = \begin{cases} \frac{1}{N_0 \left[N - (j-i) \right]} \sum_{k=1}^{N_0} \sum_{l=0}^{N - (j-i)+1} x_{1+l,k} x_{j-i+1+l,k}^*; \\ i \leq j; \\ \hat{r}_{ji}^*, i > j, \end{cases}$$

где N_0 – количество отсчетов сигнала, используемых для аппроксимации; верхний индекс * обозначает комплексное сопряжение; i = 1, ..., N. Используя обозначение s = j - iданную формулу можно переписать следующим образом:

$$\hat{r}_{ij} = \begin{cases} \frac{1}{N_0 (N-s)} \sum_{k=1}^{N_0} \sum_{l=1}^{N-s} x_{lk} x_{l+s,k}^*, s \ge 0, \\ \hat{r}_{-s}^*, s < 0. \end{cases}$$

Прямые методы адаптации линейных и кольцевых антенных решеток в навигационных спутниковых системах Direct Adaption Methods for Linear and Circular Antenna Arrays

Эта формула имеет следующий смысл. Сначала элементы выборочной матрицы строятся по стандартной формуле (1). Затем по верхнетреугольной части матрицы \hat{R} вычисляется набор средних значений по каждой из диагоналей и далее по этому набору стандартным образом строится эрмитова теплицева матрица, т. е. диагонали верхнетреугольной части матрицы заполняются значениями полученного усреднением набора, а диагонали нижнетреугольной части - сопряженными им значениями. Полученная таким образом эрмитова теплицева выборочная матрица представляет собой асимптотически несмещенную и состоятельную оценку соответствующей КМ, но она гарантированно положительно определена только при N = 2 [3].

Получим уточненную по сравнению с [4] формулу для построения сопряженной циркулянтной выборочной КМ круговой АР. Так, комплексная матрица будет эрмитовой и циркулянтной, если она будет иметь, например, следующий вид для случая N = 5:

$$\begin{pmatrix} \hat{n}_{0} & \hat{\eta} & \hat{r}_{2} & \hat{r}_{2}^{*} & \hat{\eta}^{*} \\ \hat{n}_{1}^{*} & \hat{r}_{0} & \hat{\eta} & \hat{r}_{2} & \hat{r}_{2}^{*} \\ \hat{r}_{2}^{*} & \hat{\eta}_{1}^{*} & \hat{r}_{0} & \hat{\eta} & \hat{r}_{2} \\ \hat{r}_{2}^{*} & \hat{r}_{2}^{*} & \hat{r}_{1}^{*} & \hat{r}_{0} & \hat{\eta} \\ \hat{\eta} & \hat{r}_{2} & \hat{r}_{2}^{*} & \hat{\eta}^{*} & \hat{r}_{0} \end{pmatrix} .$$

$$(2)$$

Для случая, например, N = 6 искомая матрица должна иметь вид

$$\begin{pmatrix} \hat{r}_{0} & \hat{r}_{1} & \hat{r}_{2} & \hat{r}_{3} & \hat{r}_{2}^{*} & \hat{r}_{1}^{*} \\ \hat{r}_{1}^{*} & \hat{r}_{0} & \hat{r}_{1} & \hat{r}_{2} & \hat{r}_{3} & \hat{r}_{2}^{*} \\ \hat{r}_{2}^{*} & \hat{r}_{1}^{*} & \hat{r}_{0} & \hat{r}_{1} & \hat{r}_{2} & \hat{r}_{3} \\ \hat{r}_{3} & \hat{r}_{2}^{*} & \hat{r}_{1}^{*} & \hat{r}_{0} & \hat{r}_{1} & \hat{r}_{2} \\ \hat{r}_{2} & \hat{r}_{3} & \hat{r}_{2}^{*} & \hat{r}_{1}^{*} & \hat{r}_{0} & \hat{r}_{1} \\ \hat{r}_{1} & \hat{r}_{2} & \hat{r}_{3} & \hat{r}_{2}^{*} & \hat{r}_{1}^{*} & \hat{r}_{0} \end{pmatrix}.$$

$$(3)$$

Также в данном случае существенным для эрмитовости матрицы будет условие $\hat{r}_3 \in \mathbb{R}$.

Из представлений (2) и (3) очевидно, что количество уникальных значений для построения циркулянтной выборочной КМ как теплицевой равно $M = \lfloor N/2 \rfloor + 1$, где [·] обозначает округление вниз до ближайшего целого числа. Этот факт можно дополнительно подтвердить с использованием математической индукции по

порядку матрицы. Остальные N-M значений получаются с помощью комплексного сопряжения. При этом для четных N также должно выполняться условие $\hat{r}_{M-1} \in \mathbb{R}$. В связи с этим формула для построения циркулянтной выборочной КМ приобретает вид

$$\hat{r}_{s} = \begin{cases} \frac{1}{N_{0}(N-s)} \sum_{k=1}^{N_{0}} \sum_{l=1}^{N-s} x_{lk} x_{l+s,k}^{*}, s = 0, \dots, M-1; \\ \frac{1}{N_{0}(N-s)} \left| \sum_{k=1}^{N_{0}} \sum_{l=1}^{N-s} x_{lk} x_{l+s,k}^{*} \right|, (s = M-1) \land (N:2); \\ \hat{r}_{N-s}^{*}, s = M, \dots, N-1, \\ \hat{r}_{-s}^{*}, s < 0. \end{cases}$$

Обращение теплицевых и циркулянтных матриц. Как уже отмечалось, особая структура матрицы позволяет при выполнении некоторых операций с ней применять специальные вычислительные алгоритмы. Рассмотрим некоторые численные методы обращения теплицевых и циркулянтных матриц и проанализируем их работу.

Наиболее известный численный метод обращения циркулянтной матрицы основан на том факте, что такая матрица диагонализуется с помощью матрицы дискретного преобразования Фурье (далее – ДПФ), а именно для циркулянтной матрицы *A* порядка *N*, образованной вектором **a**, справедливо равенство

$$A = \frac{1}{N} F_N^H \operatorname{diag} \left\{ F_N \mathbf{a} \right\} F_N, \qquad (4)$$

где F_N – матрица Фурье порядка N, составленная из элементов

$$(f_N)_{kj} = \exp\left\{\frac{2\pi i}{N}kj\right\}, k, j = 1, \dots, N;$$

 \hat{f}_{2} \hat{f}_{1} \hat{r}_{0}) diag $\{z\}$ – диагональная матрица, составленная из компонент вектора **z** [7]. Иными словами, вектор собственных чисел матрицы *A* равен ДПФ образующего вектора **a**. Это позволяет применить для вычисления элементов диагональной КМ как тепли+1, где [·] обозначает кайшего целого числа. ительно подтвердить с ической индукции по

10

Direct Adaption Methods for Linear and Circular Antenna Arrays

зования длины, равной составному числу, в виде многократного выполнения преобразований с меньшими длинами, равными делителям длины исходных данных [8]. Дополнительно упростить вычисления при выполнении БПФ позволяет тот факт, что (4) содержит много тривиальных умножений, а также умножений на так называемые поворачивающие множители ДПФ – комплексные корни из единицы, которые при известном N можно вычислить заранее и записать в память ЭВМ для многократного использования. Далее в тексте этот алгоритм обращения матрицы будет обозначаться как алгоритм с БПФ.

Многие методы поиска обратной теплицевой матрицы относятся к одному из двух больших классов: алгоритмы типа Левинсона и алгоритмы типа Шура. Различие между ними состоит в том, что методы типа Левинсона основываются на разложении матрицы, обратной к искомой, а методы типа Шура – на разложении самой рассматриваемой матрицы. При этом практические и теоретические результаты показывают, что, как правило, алгоритмы типа Шура обладают гораздо большей численной устойчивостью, чем алгоритмы типа Левинсона [9]. В данной статье будет рассмотрено по одному алгоритму из каждой группы.

В качестве алгоритма типа Левинсона был выбран метод, предложенный Воеводиным и Тыртышниковым в [7] (далее – алгоритм ВТ), являющийся модификацией подходов Левинсона, Дурбина и Тренча, восходящих, в свою очередь, к методу рекурсии Левинсона-Дурбина [10]. Алгоритм заключается в итерационном вычислении первого столбца искомой обратной матрицы по первому столбцу исходной эрмитовой теплицевой матрицы и последующим восстановлении всей результирующей матрицы по вычисленному первому столбцу. Пусть $a = (a_0, ..., a_{N-1})^T$ – первый столбец известной эрмитовой теплицевой матрицы А порядка N; p₀ – произвольное ненулевое число; $\tilde{x}_0^{(0)} = 1/(a_0 p_0)$. Тогда первый столбец матрицы, обратной к А, получается в результате выполнения следующей итерационной процедуры для *k* = 1, ..., *N* – 1:

$$\begin{split} \tilde{s}_{k} &= -p_{k-1} \left(a_{k} \tilde{x}_{0}^{(k-1)} + \ldots + a_{1} \tilde{x}_{k-1}^{(k-1)} \right); \\ p_{k} &= \frac{p_{k-1}}{1 - |s_{k}|^{2}}; \\ \begin{pmatrix} \tilde{x}_{0}^{(k)} \\ \vdots \\ \tilde{x}_{k}^{(k)} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \tilde{x}_{0}^{(k-1)} \\ \vdots \\ \tilde{x}_{k-1}^{(k-1)} \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \left(\tilde{x}_{k-1}^{(k-1)} \right)^{*} \\ \vdots \\ \left(\tilde{x}_{0}^{(k-1)} \right)^{*} \end{pmatrix} \tilde{s}_{k}. \end{split}$$

Матрица A^{-1} , в свою очередь, вычисляется с использованием вектора $\tilde{\mathbf{x}} = p_{N-1}\tilde{x}^{(N-1)}$ по следующей формуле:

$$A^{-1} = \frac{1}{\tilde{x}_{0}} \times \begin{bmatrix} \tilde{x}_{0} & 0 & \cdots & 0\\ \tilde{x}_{1} & \tilde{x}_{0} & \ddots & \vdots\\ \vdots & \ddots & \ddots & 0\\ \tilde{x}_{N-1} & \cdots & \tilde{x}_{1} & \tilde{x}_{0} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{x}_{0} & \tilde{x}_{1} & \cdots & \tilde{x}_{N-1}\\ 0 & \tilde{x}_{0} & \ddots & \vdots\\ \vdots & \ddots & \ddots & 0\\ 0 & \cdots & 0 & \tilde{x}_{0} \end{pmatrix}^{-} - \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0\\ \tilde{x}_{N-1} & 0 & \ddots & \vdots\\ \vdots & \ddots & \ddots & 0\\ \tilde{x}_{1} & \cdots & \tilde{x}_{N-1} & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} 0 & \tilde{x}_{N-1} & \cdots & \tilde{x}_{1}\\ 0 & 0 & \ddots & \vdots\\ \vdots & \ddots & \ddots & \tilde{x}_{N-1}\\ 0 & \cdots & 0 & 0 \end{pmatrix} \end{bmatrix}.$$

Сложность приведенного алгоритма можно оценить как $O(N^2)$ операций сложения и **умножения**.

Второй метод обращения теплицевых матриц, который рассматривается в рамках описываемой работы, - алгоритм Барайсса, относящийся к алгоритмам типа Шура [5, 9]. Данный метод заключается в построении представления исходной матрицы в виде произведения верхне- и нижнетреугольной матриц L и U последовательным удалением из исходной матрицы лишних диагоналей. При этом оригинальный алгоритм Барайсса допускает модификацию, при которой становится возможным одновременное вычисление матриц L^{-1} и U^{-1} , позволяющих построить матрицу, обратную к искомой. Формулы, задающие модифицированный алгоритм Барайсса для вещественного случая, приведены в [11]. Далее приводится

Прямые методы адаптации линейных и кольцевых антенных решеток в навигационных спутниковых системах **Direct Adaption Methods for Linear and Circular Antenna Arrays**

алгоритм с формулами, распространенными на случай комплексных эрмитовых теплицевых матриц. Пусть $A^{(0)} = A$ – исходная матрица; $M^{(0)} = E_N$ – единичная матрица порядка N. Итерационная процедура алгоритма Барайсса имеет следующий вид для i = 1, ..., N-1:

$$m = \frac{a_{i+1,1}^{(-i+1)}}{a_{NN}^{(-i+1)}};$$

$$(Z_i)_{kl} = \begin{cases} 1, l = k + i; \\ 0 - \text{иначе}; \end{cases}$$

$$A^{(-i)} = A^{(-i+1)} - mZ_i A^{(i-1)};$$

$$A^{(i)} = \operatorname{rot} \left[\left(A^{(-i)} \right)^* \right];$$

$$M^{(-i)} = M^{(-i+1)} - mZ_i M^{(i-1)};$$

$$M^{(i)} = \operatorname{rot} \left[\left(M^{(-i)} \right)^* \right],$$

где rot[Z]обозначает матрицу, полученную из матрицы Z поворотом ее элементов на 180° вокруг ее центра, т. е.

$$\{ \operatorname{rot}[Z] \}_{ij} = z_{N-i+1,N-j+1} (i, j = 1,...,N).$$

После выполнения всех итераций алгоритма искомые матрицы вычисляются по следующим формулам:

$$U = A^{(1-N)};$$

$$L = \left\{ \operatorname{diag} \left[\left(\frac{1}{a_{11}^{(N-1)}}, \dots, \frac{1}{a_{NN}^{(N-1)}} \right) \right] A^{(N-1)} \right\}^{T2};$$

$$U^{-1} = \left\{ \operatorname{diag} \left[\left(\frac{1}{a_{11}^{(N-1)}}, \dots, \frac{1}{a_{NN}^{(N-1)}} \right) \right] M^{(N-1)} \right\}^{T2};$$

$$L^{-1} = M^{(1-N)},$$

где верхний индекс Т2 обозначает транспонирование относительно побочной диагонали, т. е.

$$(Z^{T2})_{ij} = z_{N-j+1,N-i+1} (i, j = 1,...,N).$$

Общая сложность вычислений по приведенной схеме составляет $3N^2 + O(N)$ операций. Вычислительные свойства алгоритма Барайсса схожи с характеристиками метода Гаусса без выбора главного элемента. В частности, алгоритм Барайсса численно устойчив для положительно определенных симметричных теплицевых матриц, что делает его лучшим с вычислительной точки зрения по сравнению с алгоритмом Левинсона [11, 12]. Также при решении некоторых практических задач общее качество работы алгоритма Барайсса оказывается выше, чем у алгоритма с БПФ [13].

Компьютерное моделирование. Для анализа работы описанных ранее алгоритмов построения выборочных КМ и их обращения были проведены эксперименты по обработке в среде MATLAB экспериментальных записей реальных спутниковых сигналов с широкополосной помехой. При записи сигналов АР источники полезного сигнала и помехи находились в безэховой экранированной камере, спутниковый сигнал принимался на крыше здания и подавался в камеру через систему кабелей. В результате проведения нескольких экспериментов с линейными и кольцевыми АР с разным количеством АЭ были получены записи сигналов, состоящих из смеси помех, полезных сигналов спутников и шумов, уровни которых соответствуют определенным при постановке задачи фильтрации.

Далее записи сигналов, имеющие вид дискретных последовательностей временных отсчетов, были подвергнуты цифровой обработке. По полученным отсчетам сигналов строились выборочные КМ в соответствии с приведенными ранее формулами, на их основе формировались ВВК адаптивных фильтров, с помощью которых производилась обработка записей. Далее результирующий сигнал подавался на вход программного приемника спутниковых навигационных сигналов SoftGNSS [14], где обработанная запись проверялась на наличие навигационного сигнала и его качество. При построении ВВК посредством обращения выборочных КМ измерялись: время работы каждого из алгоритмов обращения (с помощью встроенной в MATLAB функции); количество операций сложения и умножения, выполненных алгоритмом. При адаптивной обработке записей сигналов измерялись: средняя амплитуда до обработки; средняя амплитуда после

обработки; КП помехи. При обработке отфильтрованных записей программным приемником измерялось среднее отношение несущая/шум (C/N_0) для спутника, которому соответствует наибольший из максимумов корреляции входного сигнала с локально генерируемыми опорными C/A-кодами. В приемнике SoftGNSS значения C/N_0 вычислялись с помощью метода суммирования дисперсии [15].

У всех полученных сигналов средняя амплитуда до фильтрации получилась равной примерно 49.6 дБ. Значения остальных измерявшихся параметров можно видеть на рис. 2–9. Из представ-



экспериментах с кольцевой АР

Fig. 2. C/N_0 values that were obtained in different experiments with a circular antenna array



Fig. 3. C/N_0 values that were obtained in different experiments with a linear antenna array



Fig. 4. Suppression coefficient values that were obtained in different experiments with a circular antenna array

ленных на данных рисунках результатов экспериментов можно сделать следующие выводы.

Из рис. 2–6 следует, что использование для адаптивной пространственной фильтрации алгоритма формирования луча решает поставленную задачу: после обработки полезный сигнал выделяется из смеси с помехой и шумом (что видно из больших значений КП на рис. 4 и 5 и малых значений амплитуды выходного сигнала на рис. 6).

Из рис. 2 и 3 также видно, что при использовании аппроксимации КМ значения C/N_0 после фильтрации в целом незначительно уступают



Fig. 5. Suppression coefficient values that were obtained in different experiments with a linear antenna array



Рис. 6. Средние значения амплитуды сигнала после обработки в различных экспериментах с аппроксимированными КМ

Fig. 6. Mean signal magnitude values after processing in different experiments with approximated correlation matrices



Рис. 7. Время работы алгоритмов обращения матриц в разных экспериментах с кольцевой АР

Fig. 7. Work time of matrix inversion algorithms in different experiments with a circular antenna array

Прямые методы адаптации линейных и кольцевых антенных решеток в навигационных спутниковых системах Direct Adaption Methods for Linear and Circular Antenna Arrays



Рис. 8. Время работы алгоритмов обращения матриц в разных экспериментах с линейной АР





Рис. 9. Количество операций, выполняемых алгоритмами обращения в различных экспериментах



случаю применения исходной выборочной КМ, а в некоторых экспериментах оказываются даже лучше. Это свидетельствует о несущественном ухудшении параметров фильтра при использовании приближенных КМ. Исключение составляет случай четырехэлементной кольцевой АР: алгоритм почти не компенсирует помеху, что видно из соответствующих значений КП и амплитуды выходного сигнала на рис. 4 и 6. Также обращает на себя внимание постепенное снижение КП в экспериментах с кольцевыми АР на рис. 4 и постепенное повышение выходной амплитуды у кольцевых АР на рис. 6 при росте числа АЭ. В экспериментах с линейными АР данные характеристики ведут себя противоположным образом, что видно из рис. 5 и 6. Отсюда следует, что описанная в данной статье аппроксимация цир-

1. Sklar J. R. Interference mitigation approaches for the global positioning system // Lincoln Laboratory J. 2003. Vol. 14, no. 2. P. 167–180.

2. Van Trees H. L. Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory. New York: John Wiley and Sons, 2002. 1472 p.

3. Семеняка А. В., Рачков Д. С., Леховицкий Д. И. О методах оценивания теплицевых корреляционных матриц в задачах адаптивной пространственнокулянтной выборочной КМ приемлема только для AP с количеством AЭ от 6 до 10. Увеличение же количества AЭ кольцевой AP до 8 и более приводит к росту погрешности аппроксимации выборочной КМ и, как следствие, неэффективно в плане повышения помехоустойчивости. При этом стоит также отметить общее снижение C/N_0 при росте числа AЭ у обоих типов AP, наблюдаемое на рис. 2 и 3.

Согласно данным, представленным на рис. 7–9, с точки зрения быстродействия (по времени работы и количеству операций) оптимальным в проведенных экспериментах оказался алгоритм Барайсса. Алгоритм ВТ и алгоритм, использующий БПФ, показывают в среднем примерно одинаковое время работы, что видно из рис. 7, но по количеству операций первый уступает второму, как можно видеть из рис. 9.

Заключение. В данной статье описана работа нескольких алгоритмов построения выборочных КМ особой структуры, а также алгоритмов численного обращения таких матриц, которые могут быть применены при решении задач адаптивной обработки спутниковых навигационных сигналов. Из результатов компьютерного моделирования с использованием реальных спутниковых сигналов следует, что в целом все исследуемые алгоритмы пригодны для решения соответствующих задач и практической реализации. При использовании кольцевых АР с количеством АЭ, равным 6, 8 или 10, для построения ВВК адаптивных фильтров можно использовать аппроксимацию выборочной КМ как циркулянтной. Для остальных случаев следует использовать приближение в виде теплицевой матрицы. Для максимального ускорения вычислений матрицы, обратной к эрмитовой теплицевой, следует использовать алгоритм Барайсса.

Список литературы

временной обработки сигналов // Прикладная радиоэлектроника. 2011. Т. 10, № 4. С. 441–447.

4. Adaptation of Antenna Arrays with Using Correlation Matrices of a Special Types / E. I. Glushankov, D. I. Kirik, D. M. Kirsanov, E. A. Rylov // Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Svetlogorsk, Kaliningrad, 30 June–02 July 2021. IEEE, 2021. P. 1–5. doi: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488331

5. Bareiss E. H. Numerical Solution of Linear Equations with Toeplitz and Vector Toeplitz Matrices // Numerische Mathematik. 1969. Vol. 13, iss. 5. P. 404–424. doi: 10.1007/BF02163269

6. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. 3-е изд., перераб. М.: Радиотехника, 2005. 688 с.

7. Воеводин В. В., Тыртышников Е. Е. Вычислительные процессы с теплицевыми матрицами. М.: Наука, 1987. 320 с.

8. Blahut R. E. Fast Algorithms for Signal Processing. New York: Cambridge University Press, 2010. 453 p.

9. Heinig G., Rost K. Fast Algorithms for Toeplitz and Hankel matrices // Linear Algebra and its Applications. 2011. Vol. 435, iss. 1. P. 1–59. doi: 10.1016/ j.laa.2010.12.001

10. Heinig G., Rost K. Split algorithms for hermitian Toeplitz matrices with arbitrary rank profile // Linear Algebra and its Applications. 2004. Vol. 392. P. 235– 253. doi: 10.1016/j.laa.2004.06.011

11. On the Stability of the Bareiss and Related Toeplitz Factorization Algorithms / A. W. Bojanczyk,

R. P. Brent, F. R. de Hoog, D. R. Sweet // SIAM J. on Matrix Analysis and Applications. 1995. Vol. 16, iss. 1. P. 40–57. doi: 10.1137/s0895479891221563

12. Brent R. P. Stability of Fast Algorithms for Structured Linear Systems // Fast Reliable Algorithms for Matrices with Structure / ed. by T. Kailath and A. H. Sayed. Philadelphia: SIAM, 1999. P. 103–116. doi: 10.1137/1.9781611971354.ch4

13. Bifano A., Rampa V. Multiuser detector for hybrid CDMA systems based on the Bareiss algorithm // Proc. of IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 2005. Vol. 3. P. iii/909-iii/912. doi: 10.1109/ICASSP.2005.1415858

14. A Software-Defined GPS and Galileo Receiver. A Single-Frequency Approach / K. Borre, D. M. Akos, N. Bertelsen et al. Boston: Birkhäuser, 2007. 176 p.

15. Sharawi M. S., Akos D. M., Aloi D. N. GPS C/N_0 Estimation in the Presence of Interference and Limited Quantization Levels // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2007. Vol. 43, No 1. P. 227–238. doi: 10.1109/TAES.2007.357129

Информация об авторах

Глушанков Евгений Иванович – доктор технических наук (1991), профессор (1994), профессор кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. Автор 78 научных работ. Сфера научных интересов – методы обработки сигналов; помехоустойчивое кодирование; сигнально-кодовые конструкции.

Адрес: СПбГУТ, пр. Большевиков, д. 22/1, Санкт-Петербург, 193232, Россия

E-mail: glushankov57@gmail.com

https://orcid.org/0000-0003-4148-3208

Царик Владимир Игоревич – магистр (2020) по направлению "Прикладная математика и информатика" (Санкт-Петербургский государственный университет), соискатель ученой степени кандидата технических наук, ведущий инженер ООО "Эйртэго". Автор семи научных публикаций. Сфера научных интересов – помехозащищенная спутниковая навигация.

Адрес: ООО "Эйртэго", ул. Вербная, д. 27, Санкт-Петербург, 197375, Россия

E-mail: wladimirzarik@mail.ru

https://orcid.org/0000-0003-3428-9976

References

1. Sklar J. R. Interference Mitigation Approaches for the Global Positioning System. Lincoln Laboratory J. 2003, vol. 14, no. 2, pp. 167–180.

2. Van Trees H. L. Optimum Array Processing. Part IV of Detection, Estimation and Modulation Theory. New York, John Wiley and Sons, 2002, 1472 p.

3. Semeniaka A. V., Rachkov D. S., Lekhovytskiy D. I. About Toeplitz Covariance Matrix Estimation Methods for Problems of Adaptive Space-Time Signal Processing. Applied Radio Electronics: Sci. J. 2011, vol. 10, no. 4, pp. 441–447. (In Russ.)

4. Glushankov E. I., Kirik D. I., Kirsanov D. M., Rylov E. A. Adaptation of Antenna Arrays with Using Correlation Matrices of a Special Types. 2021 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Svetlogorsk, Kaliningrad, 30 June–02 July 2021. IEEE, 2021, pp. 1–5. doi: 10.1109/SYNCHROINFO51390.2021.9488331 5. Bareiss E. H. Numerical Solution of Linear Equations with Toeplitz and Vector Toeplitz Matrices. Numerische Mathematik. 1969, vol. 13, iss. 5, pp. 404–424. doi: 10.1007/BF02163269

6. *GLONASS. Printsipy postroyeniya i funktsionirovaniya* [GLONASS. Principles of Construction and Functioning]. Ed. by A. I. Perov and V. N. Kharisov. 3rd ed. Moscow, Radiotekhnika, 2005, 688 p. (In Russ.)

7. Voyevodin V. V., Tyrtyshnikov E. E. *Vychislitelniye protsessy s tyoplitsevymi matritsami* [Calculational Processes with Toeplitz Matrices]. Moscow, Nauka, 1987, 320 p. (In Russ.)

8. Blahut R. E. Fast Algorithms for Signal Processing. New York, Cambridge University Press, 2010, 453 p.

9. Heinig G., Rost K. Fast Algorithms for Toeplitz and Hankel matrices. Linear Algebra and its Applications. 2011, vol. 435, iss. 1, pp. 1–59. doi: 10.1016/ j.laa.2010.12.001

Прямые методы адаптации линейных и кольцевых антенных решеток в навигационных спутниковых системах 10. Heinig G., Rost K. Split Algorithms for Hermitian Toeplitz Matrices with Arbitrary Rank Profile. Linear Algebra and its Applications. 2004, vol. 392, pp. 235–253. doi: 10.1016/j.laa.2004.06.011.

11. Bojanczyk A. W., Brent R. P., de Hoog F. R., Sweet D. R. On the Stability of the Bareiss and Related Toeplitz Factorization Algorithms. SIAM J. on Matrix Analysis and Applications. 1995, vol. 16, iss. 1, pp. 40–57. doi: 10.1137/s0895479891221563

12. Brent R. P. Stability of Fast Algorithms for Structured Linear Systems. Fast Reliable Algorithms for Matrices with Structure. Ed. by T. Kailath and A. H. Sayed. Philadelphia, SIAM, 1999, pp. 103–116. doi: 10.1137/1.9781611971354.ch4 13. Bifano A., Rampa V. Multiuser detector for hybrid CDMA systems based on the Bareiss algorithm // Proc. of IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 2005, vol. 3, pp. iii/909-iii/912. doi: 10.1109/ICASSP.2005.1415858

14. Borre K., Akos D. M., Bertelsen N., Rinder P., Jensen S. H. A Software-Defined GPS and Galileo Receiver. A Single-Frequency Approach. Boston, Birkhäuser, 2007, 176 p.

15. Sharawi M. S., Akos D. M., Aloi D. N. GPS C/N_0 Estimation in the Presence of Interference and Limited Quantization Levels. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2007, vol. 43, no. 1, pp. 227– 238. doi: 10.1109/TAES.2007.357129

Information about the authors

Yevgeniy I. Glushankov, Dr Sci. (Eng.) (1991), Professor (1994) of the Department of Radiosystems and Signal Processing of the Saint Petersburg State University of Telecommunications. The author of 78 scientific publications. Area of expertise: signal processing methods; error correction codes; signal-coding constructions.

Address: SPbSUT, 22/1, Bolshevikov Pr., St Petersburg 193232, Russia

E-mail: glushankov57@gmail.com

https://orcid.org/0000-0003-4148-3208

Vladimir I. Tsarik, Master Degree (2020) in Applied Mathematics and Computer Science (Saint Petersburg State University), leading engineer of LLC "Airtago". The author of 7 scientific publications. Area of expertise: jamming-protected satellite navigation.

Address: LLC "Airtago", 27, Verbnaya St., St Petersburg 197375, Russia E-mail: wladimirzarik@mail.ru https://orcid.org/0000-0003-3428-9976 Электродинамика, микроволновая техника, антенны УДК 621.396.677 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-1-17-25

Научная статья

Влияние локально-плоских искажений излучающего раскрыва на диаграмму направленности фазированной антенной решетки

М. Р. Бибарсов^{1,3}[∞], Г. Ш. Бибарсова¹, Д. Д. Габриэльян², С. В. Дворников^{1,3}, Д. С. Федоров²

¹ Военная академия связи, Санкт-Петербург, Россия

² ФГУП "РНИИРС", Ростов-на-Дону, Россия

³Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия

[⊠]bibarsovmr@rambler.ru

Аннотация

Введение. В настоящее время на космических аппаратах различного назначения широко применяются фазированные антенные решетки (ФАР) больших геометрических размеров. Конструкция ФАР предполагает развертывание ее секций в космическом пространстве для формирования плоскости излучающего раскрыва. Однако при развертывании такой конструкции могут возникать локально-плоские нарушения излучающего раскрыва, что приводит в свою очередь к искажению исходного амплитудно-фазового распределения (АФР) при правильном развертывании антенны. В результате изменяется форма диаграммы направленности (ДН), в частности смещается ее главный максимум и увеличивается уровень боковых лепестков. В этих условиях для обеспечения формирования ДН с заданными параметрами необходимо корректировать АФР в ФАР.

Цель работы. Разработка метода, позволяющего при известных параметрах нарушений геометрии излучающего раскрыва корректировать АФР в ФАР.

Материалы и методы. Метод основан на условии минимизации среднеквадратического отклонения формируемой после коррекции ДН от исходной ДН в отсутствие нарушений раскрыва. Основой метода является формирование переопределенной системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ), связывающей параметры нарушений геометрии с искажениями ДН. Каждое из уравнений СЛАУ соответствует определенному угловому направлению в пространстве, в котором накладывается условие совпадения исходной и корректируемой ДН.

Результаты. Предложен метод коррекции АФР при наличии локально-плоских нарушений излучающего раскрыва ФАР. Проведено исследование на основе численного моделирования взаимосвязи параметров нарушений и характеристик направленности. Приведены основные соотношения и результаты численного моделирования, в частности амплитудные распределения, а также сечения формируемых ДН и разности нормированных ДН при наличии погрешностей развертывания полотна ФАР без коррекции и с коррекцией АФР.

Заключение. Полученные результаты показывают, что при отсутствии коррекции АФР в раскрыве ФАР не обеспечивается формирование ДН с заданными параметрами. В частности, наблюдается смещение главного максимума ДН и изменение характера огибающей боковых лепестков. В то же время выполнение коррекции АФР позволяет сохранить ДН практически без изменения.

Ключевые слова: фазированная антенная решетка, излучающий раскрыв, амплитудно-фазовое распределение, локально-плоские нарушения, минимум среднеквадратического отклонения, диаграмма направленности

Для цитирования: Влияние локально-плоских искажений излучающего раскрыва на диаграмму направленности фазированной антенной решетки / М. Р. Бибарсов, Г. Ш. Бибарсова, Д. Д. Габриэльян, С. В. Дворников, Д. С. Федоров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 17–25. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-17-25

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 26.12.2022; принята к публикации после рецензирования 27.01.2023; опубликована онлайн 28.02.2023



© Бибарсов М. Р., Бибарсова Г. Ш., Габриэльян Д. Д., Дворников С. В., Федоров Д. С., 2023 Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Original article

Effect of Locally Flat Distortions in the Radiating Aperture on the Radiation Pattern of a Phased Antenna Array

Marat R. Bibarsov^{1,3\,\,}, Gulnara Sh. Bibarsova¹, Dmitry D. Gabriel'ean², Sergey V. Dvornikov^{1,3}, Danil S. Fedorov²

¹ Military Telecommunications Academy, St Petersburg, Russia

² FSUE "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications", Rostov-on-Don, Russia

³Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, St Petersburg, Russia

[™] bibarsovmr@rambler.ru

Abstract

Introduction. Phased antenna arrays (PAA) of large geometric dimensions find wide application in various spacecraft systems. The PAA design assumes the deployment of its sections in outer space to form a plane of the radiating aperture. However, when implementing such a design, locally flat violations of the radiating aperture may occur. In turn, this may lead to distortion of the original amplitude and phase distribution (APD) under the correct antenna deployment. As a result, the shape of the radiation pattern (RP) changes, in particular, its main maximum shifts and the level of side lobes increases. Under these conditions, in order to ensure the formation of a pattern with the given parameters, it is necessary to correct the APD in a PAA.

Aim. To develop a method for correcting the APD in a PAA under the known parameters of violations in the radiating aperture geometry.

Materials and methods. The method is based on the condition of minimizing the root-mean-square deviation of the RP formed after correction from the original RP in the absence of aperture violations. The basis of the method is the formation of a redefined system of linear algebraic equations (SLAE) connecting the parameters of geometry violations with RP distortions. Each of the SLAE equations corresponds to a certain angular direction in space, in which the condition of coincidence of the original and corrected RP is imposed.

Results. A method for correcting the APD in the presence of locally flat violations of the PAA radiating aperture is proposed. Numerical simulation of the relationship between the parameters of violations and the directional characteristics was carried out. The main relations and results of numerical simulation are presented, in particular, the amplitude distributions, as well as the cross sections of the formed RP and the difference of the normalized RP in the presence of errors in the deployment of the PAA web both without and with APD correction.

Conclusion. The results obtained show that, in the absence of APD correction in the PAA aperture, the formation of RP with the given parameters cannot be ensured. In particular, there is a shift of the main maximum of the RP and a change in the nature of the envelope of the side lobes. At the same time, APD correction makes it possible to maintain the RP practically unchanged.

Keywords: phased antenna array, radiating aperture, amplitude and phase distribution, locally flat violations, minimum root-mean-square deviation, radiation pattern

For citation: Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh., Gabriel'ean D. D., Dvornikov S. V., Fedorov D. S. Effect of Locally Flat Distortions in the Radiating Aperture on the Radiation Pattern of a Phased Antenna Array. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 17-25. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-17-25

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

Submitted 26.12.2022; accepted 27.01.2023; published online 28.02.2023

Введение. Исследованию синтеза диаграмм направленности (ДН) фазированных антенных решеток (ФАР), которые находят широкое применение в различных радиотехнических системах, посвящено большое количество работ [1-14]. Однако использование ФАР больших геометрических размеров в космическом пространстве связа-

но с необходимостью применения развертываемых конструкций, что выявляет определенные особенности при формировании ДН с заданными параметрами. Развертывание таких конструкций сопряжено с возможным появлением нарушений излучающего локально-плоских раскрыва, как показано, например, на рис. 1.



Рис. 1. Общее представление раскрыва Φ AP после развертывания *Fig. 1.* General view of the phased antenna arrays (PAA) aperture after deployment

Такие нарушения приводят к искажению амплитудно-фазового распределения (АФР) излучающего раскрыва ФАР и тем самым к смещению главного лепестка ДН и увеличению уровня бокового излучения. Вследствие больших высот расположения космических аппаратов даже незначительное смещение максимума ДН (единицы градусов) приводит к значительной ошибке направления приема радиосигнала на земной поверхности (десятки километров).

Целью настоящей статьи является разработка метода, позволяющего при известных параметрах нарушений геометрии излучающего раскрыва корректировать АФР в ФАР.

Задачи:

1. Разработка метода коррекции АФР при наличии локально-плоских нарушений излучающего раскрыва.

2. Исследование на основе численного моделирования взаимосвязи параметров искажений и характеристик направленности.

Постановка задачи. Рассмотрим развертываемую ФАР, излучающий раскрыв которой образован N секциями. Каждая секция содержит M_n (n = 1, ..., N) излучателей. Развертывание ФАР происходит путем поворота секций вдоль осей $O_n x_n$ или $O_n y_n$ в зависимости от положения секции в составе излучающего рас-

.....

of a Phased Antenna Array

крыва. Одна из секций (секция 1) жестко зафиксирована на корпусе носителя и не изменяет своего положения в ходе развертывания и эксплуатации. Остальные секции ФАР при этом формируют плоскость излучающего раскрыва после развертывания антенной системы. Ориентация секций в пространстве относительно друг друга определяется углами поворота $\alpha_n^{(x)}$, $\alpha_n^{(y)}$ вокруг, соответственно, осей $O_n x_n$ и $O_n y_n$, связанных с секциями, как показано на рис. 1.

Система координат *Охуг*, связанная с носителем антенны, задается следующим образом:

– оси *Ох* и *Оу* направлены вдоль строительных осей конструкции носителя;

 – ось Oz направлена по нормали к плоскости центральной неподвижной секции ФАР из ее геометрического центра.

Системы координат $O_n x_n y_n z_n$, связанные с секциями ФАР, заданы следующим образом:

-ось $O_n z_n$ направлена из центра *n*-й секции по нормали к ее плоскости;

– оси $O_n x_n$, $O_n y_n$ и $O_n z_n$ при правильном развертывании антенны параллельны, соответственно, осям Ox, Oy и Oz и образуют правую систему координат.

Известными являются координаты излучателей в составе каждой секции, АФР, обеспечивающее при правильном развертывании антенны формирование ДН заданной формы, углы $\alpha_n^{(x)}$, $\alpha_n^{(y)}$, определяющие погрешность развертывания соответствующей секции ФАР.

Требуется при неправильном развертывании антенны определить необходимое АФР в раскрывах ФАР, минимизирующее среднеквадратическое отклонение между формируемой при нештатном развертывании антенны ДН $F(\theta, \phi)$ и заданной ДН $F_0(\theta, \phi)$, соответствующей штатному развертыванию антенны:

$$\Delta = \frac{\int_{0}^{\pi\pi} \left| F(\theta, \varphi) - F_0(\theta, \varphi) \right|^2 \Omega^2(\theta, \varphi) \sin \theta \, d\theta d\varphi}{\int_{0}^{\pi\pi} \left| F_0(\theta, \varphi) \right|^2 \sin \theta \, d\theta d\varphi}, \quad (1)$$

где Ω(θ, φ) – весовая функция, учитывающая требования к точности приближения заданной и реализуемой ДН в различных угловых направлениях;

$$F_{0}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{N} \sum_{m=1}^{M_{n}} W_{n,m} E(\theta, \varphi; x_{n,m}, y_{n,m}); (2)$$

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^{N} \sum_{m=1}^{M_n} A_{n,m} E(\theta_n, \varphi_n; x_{n,m}, y_{n,m}); (3)$$

W_{n,m} – комплексная амплитуда возбуждения *т*-го антенного элемента *п*-й секшии. обеспечивающая формирование заданной ДН при отсутствии локально-плоских нарушений излучающего раскрыва; $A_{n,m}$ – комплексная амплитуда возбуждения *т*-го антенного элемента *п-*й секции, обеспечивающая формирование ДН, наименее уклоняющейся от заданной в смысле (1) при наличии локальноплоских нарушений излучающего раскрыва; $E(\theta_n, \varphi_n; x_{n,m}, y_{n,m}) = \exp\left\{-ik \left[\sin \theta_n \left(x_{n,m} \cos \varphi_n + \right)\right]\right\}$ $+ y_{n,m} \sin \varphi_n \Big) \Big] -$ пространственный фазовый сдвиг для направления наблюдения (θ_n, ϕ_n) ;

 $\theta_n, \ \phi_n -$ углы, задающие в системе координат $O_n x_n y_n z_n$ направление, определяемое углами θ и ϕ в системе координат *Охуг*.

Основные соотношения. Взаимосвязь между парами углов θ , ϕ и θ_n , ϕ_n , определяющими направления прихода сигнала по отношению к нормали *n*-й секции в отсутствие искажений геометрии раскрыва ФАР, определяется матрицей *T*. При возникновении искажений геометрии раскрыва ФАР указанная взаимосвязь может быть представлена равенством

$$\begin{pmatrix} \cos \theta_n \cos \varphi_n \\ \cos \theta_n \sin \varphi_n \\ \sin \theta_n \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} \cos \theta \cos \varphi \\ \cos \theta \sin \varphi \\ \sin \theta \end{pmatrix}, \quad (4)$$

в котором матрица *T* учитывает все необходимые повороты при развертывании *n*-й секции относительно системы координат *Oxyz*. Данная матрица может рассматриваться как частный случай матрицы Эйлера, соответствующий возможным поворотам сегмента относительно двух осей *Ox* и *Oy* [15, 16].

Коррекция АФР в раскрыве ФАР выполняется в соответствии с условием, представленным в (1) и (4) с учетом представления ДН формулами (2) и (3), соответствующими случаям наличия и отсутствия искажений геометрии излучающего раскрыва. Амплитудно-фазовое распределение, обеспечивающее минимизацию (1), определяется из решения переопределенной системы линейных алгебраических уравнений, связывающей параметры нарушений геометрии с искажениями ДН. Система уравнений получена для различных направлений, в которых накладывается условие совпадения заданной и формируемой ДН [17–19].

Приведенные соотношения определяют ДН ФАР с локально-плоскими нарушениями излучающего раскрыва и позволяют представить статистические характеристики погрешности оценивания ДН при возникновении таких нарушений.

Результаты моделирования. На рис. 2 приведена геометрия излучающего раскрыва ФАР, на примере которой проведены исследования влияния возникающих локально-плоских нарушений излучающего раскрыва на ДН.



Рис. 2. Геометрия излучающего раскрыва Φ AP *Fig.* 2. Geometry of the PAA radiating aperture

Излучающий раскрыв ФАР образован пятью секциями по 132 (11 рядов по 12 излучателей в каждом). В каждой из секций при штатном развертывании предполагается формирование равноамплитудного синфазного распределения.

На рис. 3–5 приведены результаты численного моделирования в математической программной среде Mathcad 15, полученные при следующих погрешностях развертывания излучающего

раскрыва: $\theta_4^{(x)} = 5^\circ$, $\theta_5^{(x)} = 5^\circ$, $\theta_2^{(y)} = 5^\circ$ (по-

грешности развертывания относительно остальных осей отсутствуют).

На рис. 3 приведены амплитудные распределения, соответственно, в первой–пятой секциях ФАР при указанных погрешностях развертывания излучающего раскрыва.

На рис. 4, соответственно, показаны поперечные сечения формируемых ДН при наличии указанных погрешностей развертывания без коррекции (штриховая линия) и с коррекцией (сплошная линия) АФР. Приведенные результаты показывают, что локально-плоские нарушения геометрии излучающего раскрыва без проведения коррекции АФР приводят к смещению положения главного максимума ДН и росту уровня бокового излучения.

На рис. 5 для двух ортогональных сечений приведены разности нормированных ДН, получаемые без коррекции (сплошная линия) и с коррекцией (штриховая линия) АФР.

Возникающее смещение главного луча ДН при возникновении локально-плоских нарушений геометрии излучающего раскрыва приводит к значительному различию между заданной и формируемой ДН. В системах связи такое расхождение ДН практически не приводит к



Влияние локально-плоских искажений излучающего раскрыва на диаграмму направленности фазированной антенной решетки Effect of Locally Flat Distortions in the Radiating Aperture on the Radiation Pattern



Puc. 4. Поперечные сечения формируемых ДН *Fig. 4.* Cross sections of formed radiation pattern (RP)

изменению характеристик канала связи. Однако в системах радиолокации это приводит к ошибкам определения углового положения объекта или искажениям в получаемых радиолокационных изображениях.

Результаты, получаемые при других сочетаниях погрешностей развертывания сегментов ФАР, не имеют принципиальных отличий от приведенных на рис. 3–5.

Заключение. Рассмотрено современное состояние подхода к синтезу ДН ФАР больших геометрических размеров, располагающихся в космическом пространстве. В заключение можно сделать следующие выводы:

1. Представлены основные соотношения, определяющие метод коррекции АФР при воз-



Puc. 5. Нормированные разности формируемых ДН *Fig.* 5. Normalized differences of formed RP

никновении локально-плоских нарушений геометрии излучающего раскрыва ФАР.

2. Получены результаты исследований влияния локально-плоских нарушений геометрии излучающего раскрыва на характеристики направленности.

3. Показано, что при ошибках развертывания секций на единицы градусов предлагаемый метод позволяет восстанавливать характеристики направленности ФАР.

4. Направления дальнейших исследований связаны с анализом изменений ДН при возникновении не только локально-плоских нарушений геометрии раскрыва, но и нарушения его плоскостности, и, соответственно, с разработкой метода коррекции АФР в этом случае.

Авторский вклад

Бибарсов Марат Рашидович – теоретическое обоснование метода коррекции АФР в раскрыве ФАР. Бибарсова Гульнара Шихмуратовна – обработка результатов и формирование структуры статьи. Габриэльян Дмитрий Давидович – общая идея метода коррекции АФР в раскрыве ФАР. Дворников Сергей Викторович– постановка задачи коррекции АФР в раскрыве ФАР. Федоров Данил Сергеевич – компьютерное моделирование.

Author's contribution

Marat R. Bibarsov, theoretical substantiation of the APD correction method in the PAA aperture.
Gulnara Sh. Bibarsova, processing the results and forming the structure of the article.
Dmitry D. Gabrielyan, the general idea of the APD correction method in the PAA aperture.
Sergey V. Dvornikov, setting the problem of APD correction in the PAA aperture.
Danil S. Fedorov, computer modeling.

Список литературы

1. Устройства СВЧ и антенны / Д. И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, В. М. Максимов, Л. И. Пономарев; под ред. Д. И. Воскресенского. 2-е изд., доп. и перераб. М.: Радиотехника, 2006. 376 с.

2. Воскресенский Д. И., Котов Ю. В., Овчинникова Е. В. Тенденции развития широкополосных фазированных антенных решеток (обзор работ) // Антенны. 2005. № 11 (102). С. 7–21.

3. Григорьев Л. Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 144 с.

4. Хансен Р. С. Фазированные антенные решетки. 2-е изд. М.: Техносфера, 2012. 560 с.

5. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. 3rd ed. N. J.: John Willey & Sons, 2005. 1136 p.

6. Зелкин Е. Г., Кравченко В. Ф. Синтез антенн на основе атомарных функций: в 2 кн. Кн. 2. М.: ИПРЖР, 2003. 72 с.

7. Volakis J. L. Antenna Engineering Handbook. 4th ed. New York: McGraw Hill, 2007. 1755 p.

8. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / под ред. А. М. Рембовского. М.: Горячая линия-Телеком, 2010. 624 с.

9. Nelson Jorge G. F. Design and Implementation of a Closed Cylindrical BFN-Fed Circular Array Antenna for Multiple-Beam Coverage in Azimuth // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012. Vol. 60, iss. 2. P. 863–869. doi: 10.1109/TAP.2011.2174956

10. Wideband and High-Gain Uniform Circular Array With Calibration Element for Smart Antenna Application / Tian Li, Fu-Shun Zhang, Fan Zhang, Ya-Li Yao, Li Jiang // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2016. Vol. 15. P. 230–233. doi: 10.1109/ LAWP.2015.2438868 11. Кременецкий С. Д. Прикладные математические модели для решения задач синтеза, восстановления и коммуникаций // Антенны. 2004. Вып. 8–9. С. 88–96.

12. Miligan T. A. Modern antenna design. 2nd ed. N. J.: John Wiley & Sons, Inc., 2005. 632 p.

13. Modern Antennas / S. Drabowitch, A. Papiernik, H. D. Griffiths, J. Encinas, B. L. Smith. New York: Springer, 2005. 703 p. doi: 10.1007/978-0-387-26231-4

14. Самойленко В. И., Шишов Ю. А. Управление фазированными антенными решетками / под ред. Г. Г. Бубнова. М.: Радио и связь, 1983. 240 с.

15. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. 4-е изд. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. 552 с.

16. Габриэльян Д. Д., Волошин В. А., Оводов О. В. Синтез амплитудно-фазового распределения в антенных решетках с произвольным контуром // Антенны. 2010. № 2. С. 44–47.

17. Сравнение методов синтеза диаграмм направленности плоской фазированной антенной решетки с эллиптической формой границы раскрыва / В. А. Волошин, Д. Д. Габриэльян, А. Ю. Ларин, О. В. Оводов // Антенны. 2012. Вып. 9 (184). С. 62–65.

18. Synthesis of Amplitude-phase Distribution on Non-planar Surface on Given Vector Pattern / D. D. Gabrial'ayn, V. I. Demchenko, D. S. Fedorov, D. S. Fedorov // IEEE Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). Divnomorskoe, Russia, 26–30 June 2017. IEEE, 2017. P. 287–290. doi: 10.1109/RSEMW.2017.8103652

19. Синтез амплитудно-фазового распределения в квазикольцевой антенной решетке / М. Р. Бибарсов, Е. В. Грибанов, Д. Д. Габриэльян, Ден. С. Федоров, Дан. С. Федоров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. Вып. 2. С. 28–33.

Информация об авторах

Бибарсов Марат Рашидович – кандидат технических наук (1999), доцент (2007), старший преподаватель кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, доцент кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 179 научных работ. Сфера научных интересов – системы передачи и приема информации; адаптивные антенные системы.

Адрес: Военная академия связи, пр. Тихорецкий, д. 3, Санкт-Петербург, 194064, Россия E-mail: Bibarsovmr@rambler.ru

Бибарсова Гульнара Шихмуратовна – кандидат педагогических наук (2006), доцент кафедры военнополитической работы в войсках (силах) Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного. Автор 103 научных работ. Сфера научных интересов – правовое обеспечение информационных и коммуникационных технологий.

Адрес: Военная академия связи, пр. Тихорецкий, д. 3, Санкт-Петербург, 194064, Россия E-mail: bgsh2@rambler.ru

Габриэльян Дмитрий Давидович – доктор технических наук (1997), профессор (2000), заместитель начальника ФГУП "Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи". Автор 321 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика; устройства СВЧ; антенны; антенные решетки; комплексные системы связи.

Адрес: ФГУП "РНИИРС", ул. Нансена, д. 130, Ростов-на-Дону, 344038, Россия E-mail: rniirs@rniirs.ru https://orcid.org/0000-0002-9883-8826

Влияние локально-плоских искажений излучающего раскрыва на диаграмму направленности фазированной антенной решетки Effect of Locally Flat Distortions in the Radiating Aperture on the Radiation Pattern of a Phased Antenna Array Дворников Сергей Викторович – доктор технических наук (2009), профессор (2014) кафедры радиосвязи Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С. М. Буденного, профессор кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 420 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; системы передачи и приема информации; сигнально-кодовые конструкции.

Адрес: Военная академия связи, пр. Тихорецкий, д. 3, Санкт-Петербург, 194064, Россия

E-mail: practicdsv@yandex.ru

https://orcid.org/0000-0002-4889-0001

Федоров Данил Сергеевич – магистр по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" (2013, Южный федеральный университет), аспирант ФГУП "Ростовский-на-Дону научноисследовательский институт радиосвязи". Автор 6 научных работ. Сфера научных интересов – радиофизика, радиотехника.

Адрес: ФГУП "РНИИРС", ул. Нансена, д. 130, Ростов-на-Дону, 344038, Россия E-mail: dant65 @yandex.ru

References

1. Voskresensky D. I., Gostyukhin V. L., Maksimov V. M., Ponomarev L. I. *Ustrojstva SVCh i antenny* [Microwave Devices and Antennas]. Ed. by D. I. Voskresensky. 2nd ed. Moscow, *Radiotehnika*, 2006, 376 p. (In Russ.)

2. Voskresensky D. I., Kotov Yu. V., Ovchinnikova E. V. Trends in the Development of Broadband Phased Antenna Arrays (review of works). Antenna. 2005, no. 11 (102), pp. 7–21. (In Russ.)

3. Grigoriev L. N. *Cifrovoe formirovanie diagrammy napravlennosti v fazirovannyh antennyh reshetkah* [Digital Beamforming in Phased Antenna Arrays]. Moscow, *Radiotehnika*, 2010, 144 p. (In Russ.)

4. Hansen R. S. Phased Antenna Arrays. 2nd ed. New Jersey, John Willey & Sons, 2009, 551 p.

5. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. 3rd ed. New Jersey, John Willey & Sons, 2005, 1136 p.

6. Zelkin E. G., Kravchenko V. F. *Sintez antenn na osnove atomarnyh funkcij* [Antenna Synthesis Based on Atomic Functions]. Moscow, *IPRZhR*, 2003, 72 p. (In Russ.)

7. Volakis J. L. Antenna Engineering Handbook. 4th ed. McGraw-Hill, 2007, 1755 p.

8. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Kozmin V. A. *Radiomonitoring – zadachi, metody, sredstva* [Radio Monitoring – Tasks, Methods, Means]. Moscow, Hot-line-Telecom, 2010, 624 p. (In Russ.)

9. Nelson Jorge G. F. Design and Implementation of a Closed Cylindrical BFN-Fed Circular Array Antenna for Multiple-Beam Coverage in Azimuth. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2012, vol. 60, iss. 2, pp. 863–869. doi: 10.1109/TAP.2011.2174956

10. Tian Li, Fu-Shun Zhang, Fan Zhang, Ya-Li Yao, Li Jiang. Wideband and High-Gain Uniform Circular Array With Calibration Element for Smart Antenna Application. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. 2016, vol. 15, pp. 230–233. doi: 10.1109/ LAWP.2015.2438868

24

11. Kremenetsky S. D. Applied Mathematical Models for Solving Problems of Synthesis, Restoration and Communications. Antenna. 2004, vol. 8–9, pp. 88–96. (In Russ.)

12. Miligan T. A. Modern Antenna Design. 2nd ed. New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2005, 632 p.

13. Drabowitch S., Papiernik A., Griffiths H. D., Encinas J., Smith B. L. Modern Antennas. Springer, 2005, 703 p. doi: 10.1007/978-0-387-26231-4

14. Samoilenko V. I., Shishov Yu. A. *Upravlenie fazirovannymi antennymi reshetkami* [Control of phased antenna arrays]. Moscow, Radio and communication, 1983, 240 p. (In Russ.)

15. Gantmakher F. R. *Teoriya matrits* [Matrix theory]. 4th ed. Moscow, *Nauka*, 1988, 552 p. (In Russ.)

16. Gabrielyan D. D., Voloshin V. A., Ovodov O. V. Synthesis of the Amplitude-Phase Distribution in Antenna Arrays with an Arbitrary Contour. Antenna. 2010, no. 2, pp. 44–47. (In Russ.)

17. Voloshin V. A., Gabrielyan D. D., Larin A. Yu., Ovodov O. V. Comparison of Methods for Synthesizing Radiation Patterns of a Flat Phased Antenna Array with an Elliptical Aperture Boundary. Antenna. 2012, vol. 9 (184), pp. 62–65. (In Russ.)

18. Gabrial'ayn D. D., Demchenko V. I., Fedorov D. S., Fedorov D. S. Synthesis of Amplitude-phase Distribution on Non-planar Surface on Given Vector Pattern. IEEE Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW). Divnomorskoe, Russia, 26– 30 June 2017. IEEE, 2017, pp. 287–290. doi: 10.1109/RSEMW.2017.8103652

19. Bibarsov M. R., Gribanov E. V., Gabrielyan D. D., Fedorov. Dan. S., Fedorov Den. S. Synthesis of the Amplitude-Phase Distribution in a Quasi-Ring Antenna Array. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2017, vol. 2, pp. 28–33. (In Russ.)

Information about the authors

Marat R. Bibarsov, Cand. Sci. (Eng.) (1999), Associate Professor (2007), Senior Lecturer of the Radio Communications Department of the Military Telecommunications Academy, Associate Professor of the Department of Radio-engineering and Fiber-optic Complexes of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 179 scientific publications. Area of expertise: information transmission and reception systems; adaptive antenna systems.

Address: Military Telecommunications Academy, 3, Tikhoretsky Ave., St Petersburg 194064, Russia E-mail: bibarsovmr@rambler.ru

Gulnara Sh. Bibarsova, Cand. Sci. (Pedagogical) (2006), Associate Professor of the Department of Military-Political Work in the Troops (forces) of the Military Telecommunications Academy. The author of 103 scientific publications. Area of expertise: legal support of information and communication technologies.

Address: Military Telecommunications Academy, 3, Tikhoretsky Ave., St Petersburg 194064, Russia E-mail: bgsh2@rambler.ru

Dmitry D. Gabrielyan, Dr Sci. (Eng.) (1997), Professor (2000), Deputy Head of the Scientific and Technical Complex of the Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications. The author of 321 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics; microwave devices; antennas; antenna arrays; complex communication systems.

Address: FSUE "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications", 130, Nansen St., Rostov-on-Don 344038, Russia

E-mail: rniirs@rniirs.ru

https://orcid.org/0000-0002-9883-8826

Sergey V. Dvornikov, Dr Sci. (Eng.) (2009), Professor (2014) of the Radio Communication Department of the Military Telecommunications Academy, Professor of the Department of Radio-engineering and Fiber-optic Complexes of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of 420 scientific publications. Area of expertise: radio technology; information transmission and reception systems; signal-code structures. Address: Military Telecommunications Academy, 3, Tikhoretsky Ave., St Petersburg 194064, Russia E-mail: practicdsv@yandex.ru

https://orcid.org/0000-0002-4889-0001

Danil S. Fedorov, Graduated from the Southern Federal University, Master's degree in "Infocommunication technologies and communication systems" (2013), postgraduate student of the Federal State Unitary Enterprise "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications". Author of 6 scientific publications. Research interests: radiophysics, radio engineering.

Address: FSUE "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications", 130, Nansen St., Rostov-on-Don 344038, Russia

E-mail: dant65 @yandex.ru

Проектирование и технология радиоэлектронных средств УДК 681.88 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-1-26-43

Научная статья

Исследование компенсационных методов регулирования параметров ключевых преобразователей напряжения

В. А. Александров, С. А. Калашников, Л. В. Маркова⊠

АО «Концерн "Океанприбор"», Санкт-Петербург, Россия ^Iljubvblinva@mail.ru

Аннотация

Введение. Изучение особенностей введения отрицательной обратной связи в системах импульсного регулирования параметров потока электроэнергии с широтно-импульсной модуляцией всегда вызывало особый интерес разработчиков ключевых усилителей мощности (КУМ) и преобразователей напряжения (КПН). Оценка потенциала компенсационных методов является актуальной задачей при выборе направлений реализации устройств силовой электроники различного назначения.

Цель работы. Обзор компенсационных методов регулирования параметров и исследование условий устойчивости работы КПН с обратной связью по выходному напряжению и току.

Материалы и методы. В работе использованы основы теории импульсных систем автоматического регулирования, дополненные методом гармонической линеаризации с оценкой устойчивости по критериям Найквиста и методикой формирующего фильтра с применением метода кратных частот.

Результаты. Проведен анализ условий устойчивости работы, предложены аналитические зависимости и графическое представление величин предельной обратной связи от параметров модуляции и схемы ключевого преобразования.

Заключение. Проведенное исследование глубины обратной связи в ключевых регуляторах напряжения, ограниченной проникновением высокочастотных составляющих в тракт формирования широтномодулированного сигнала и его задержкой, обусловленные особенностями работы оконечного каскада КУМ, демонстрирует, что предельное значение глубины обратной связи по напряжению при типовых параметрах схемы не превышает 12 дБ, тогда как глубина обратной связи по току дросселя фильтра нижних частот может быть принципиально (более чем на 20 дБ) выше. При этом реализация режимов стабилизации напряжения и ограничения выходного тока для обеспечения надежной работы в пусковых режимах и режимах перегрузки возможна только при применении комбинированной обратной связи.

Ключевые слова: широтно-импульсная модуляция, обратная связь, преобразователь напряжения, ключевой усилитель мощности

Для цитирования: Александров В. А., Калашников С. А., Маркова Л. В. Исследование компенсационных методов регулирования параметров ключевых преобразователей напряжения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 26–43. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-26-43

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена по заказу Министерства промышленности и торговли Российской Федерации (проект по ОКР "Сота").

Благодарности. Выражаем признательность специалистам НИЛ-56 К. В. Игнатьеву и Ю. В. Казакову за участие в совместных исследованиях, а также проф. д. т. н. К. К. Никитину за ряд критических замечаний в рамках подготовки настоящих материалов.

Статья поступила в редакцию 20.11.2022; принята к публикации после рецензирования 17.01.2023; опубликована онлайн 28.02.2023

Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities

Original article

Compensation Methods for Regulating Parameters of Switch Voltage Converters

Vladimir A. Alexandrov[⊠], Sergey A. Kalashnikov, Lyubov V. Markova

JSC Concern Okeanpribor, St Petersburg, Russia

[⊠] ljubvblinva@mail.ru

Abstract

Introduction. Approaches to the introduction of negative feedback in pulse control systems regulating the parameters of electricity flow with pulse-width modulation (PWM) continue to attract research attention in the field of switch power amplifiers (SPA) and switch voltage converters (SVC). Evaluation of the potential of compensation methods is of importance when selecting power electronics devices for various purposes.

Aim. To review compensation methods for parameter regulation and to investigate conditions for the operational stability of SVC with feedback on output voltage and current.

Materials and methods. The research methodology included the theory of pulsed automatic control systems, the method of harmonic linearization with stability assessment according to Nyquist criteria, and the generating filter method based on multiple frequencies.

Results. An analysis of operational stability conditions was carried out. Analytical dependences and graphical representation of the limit feedback values from the modulation parameters and the switch transformation scheme were proposed.

Conclusion. The conducted study of the feedback depth in SVC, limited by the penetration of high-frequency components into the path of a width-modulated signal and its delay, due to the peculiarities of the terminal stage of the SPA, demonstrates that the limit value of the voltage feedback depth at typical circuit parameters does not exceed 12 dB, while the depth of the current feedback of the filter choke of the low frequencies can be fundamentally (more than 20 dB) higher. At the same time, the implementation of voltage stabilization and output current limitation modes for maintaining reliable operation in start-up and overload modes is possible only with the use of combined feedback.

Keywords: pulse-width modulation, feedback, voltage converter, switch power amplifier

For citation: Aleksandrov V. A., Kalashnikov S. A., Markova L. V. Compensation Methods for Regulating Parameters of Switch Voltage Converters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 26–43. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-26-43

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

Acknowledgements. The work was carried out with the financial support of the Ministry of Industry and Trade of the Russian Federation (OKR "Sota" project).

We express our gratitude to the specialists of NIL-56 K. V. Ignatiev and Yu. V. Kazakov for participation in joint research, and to Professor K. K. Nikitin for critical remarks in the preparation of these materials.

Submitted 20.11.2022; accepted 17.01.2023; published online 28.02.2023

Введение. Начальный этап исследования ключевых усилителей мощности (КУМ) и преобразователей напряжения (КПН) сопровождался острым интересом к изучению особенностей введения отрицательной обратной связи в системы импульсного регулирования параметров потока электроэнергии, использующие широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), в частности нашедшие отражение в ряде работ отечественных специалистов [1–9]. Принимая во внимание необходимость решения задач стабилизации уровня и подавления искажений выходных сигналов КУМ и КПН, оценка потенциала компенсационных методов, основанных на введении отрицательных обратных связей, и до настоящего времени относится к одному из актуальных направлений разработки устройств силовой электроники.

Особый интерес разработчиков ключевых регуляторов напряжения с ШИМ связан с обеспечением ограничения выходного тока, что является необходимым условием надежной работы в пусковых режимах и режимах перегрузки. Здесь важным обстоятельством является исследование комбинированной обратной связи (ОС) по выходному напряжению и току дросселя фильтра нижних частот (ФНЧ) как неотъемлемой части выходной цепи КПН и КУМ.

В настоящей статье на основе известных методов исследования устойчивости ключевых усилителей с ШИМ, основанных на теории импульсных систем автоматического регулирования [3, 4, 6] и наиболее удобных для практического применения метода гармонической линеаризации [9] и методики формирующего фильтра [7, 9], проводятся исследования условий устойчивости и оценка предельной глубины ОС различного вида.

В качестве основных факторов, определяющих особенности применения ОС в ключевых регуляторах напряжения, рассмотрены проникновение высокочастотных составляющих в тракт формирования ШИМ-сигнала [8, 9] и его задержка [1, 2], обусловленная особенностями работы оконечного каскада КУМ. Оценка условий устойчивости работы проводится по традиционным критериям Найквиста [5] с учетом метода кратных частот, предложенного в [7].

Важной направленностью настоящих исследований является системный подход к определению предельной глубины ОС для различных механизмов возбуждения и его применение к ранее не исследованным комбинированным видам отрицательной обратной связи. В результате предложены аналитические зависимости и графическое представление величин предельной обратной связи от параметров модуляции и схемы ключевого преобразования.

Оценка устойчивости ключевых усилителей мощности с ОС по выходному напряжению ФНЧ. Компенсационные методы стабилизации параметров силового электропитания с использованием цепей отрицательной ОС являются основным средством регулирования напряжения и ограничения тока ключевых преобразователей напряжения КПН в условиях наличия динамических факторов изменения нагрузки и напряжения объектовой сети. Однако глубина компенсации дестабилизирующих факторов, как правило, ограничена условиями устойчивой работы, нарушение которых недопустимо, особенно в устройствах силового электропитания. Особенностью применения отрицательной обратной связи в ключевых преобразователях напряжения с ШИМ является как наличие выходного ФНЧ, как минимум, второго порядка, так и продуктов импульсного преобразования в тракте формирования широтно-модулированной последовательности импульсов.

Из известных методов исследования устойчивости ключевых усилителей с ШИМ, охваченных обратной связью по выходному напряжению, основанных на теории импульсных систем автоматического регулирования [4], наиболее удобным для практического применения является метод гармонической линеаризации, основанный на "гипотезе фильтра" [5]. Такой подход позволяет определить передаточные характеристики КУМ и КПН, использующие цепи ОС, для малых уровней модулирующих сигналов в диапазоне частот вплоть до частоты переключений ω, соответствующей частоте изменения ШИМ сигнала, как правило, определенной периодом Т опорного пилообнапряжения $\omega = 2\pi/T$, разного амплитуда U_{п тах} которого равна максимальному значению уровня модулирующего напряжения при индексе модуляции $m_0 = 1$. Относительно заданных величин может быть проведено нормичастоты рование $\Omega = \chi \omega$ И амплитуды $U_{\Omega} = m U_{\Pi \max}$ гармонического модулирующего сигнала с произвольными величинами фазового сдвига Θ. При этом импульсное напряжение V амплитудой Е одноканального КУМ с симметричной ШИМ для нормированного сигнала относительной амплитуды т и постоянной составляющей m₀ находится из известного разложения Фурье-Бесселя [6].

Для ФНЧ второго порядка "гипотеза фильтра", дополненная методом кратных частот [7, 10], позволяет определить комплексный коэффициент передачи широтно-импульсного преобразователя и критическую глубину ОС при наличии входного гармонического воздействия.

Суть метода кратных частот основана на подчеркивании в комплексном коэффициенте ШИМ-преобразования гармонических составляющих Ω , совпадающих с составляющими комбинационных частот Ω_{kn} , группирующих-

ся вокруг гармоник частоты переключений ω : $\Omega_{kn} = k\omega + n\Omega.$

В общем случае импульсное напряжение V на выходе однотактного КУМ с симметричной ШИМ для гармонического сигнала с постоянной составляющей находится из известного разложения:

$$V = K_0 E \left[m_0 + m \sin(\chi \omega t + \Theta) \right] + \\ + \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{4K_0 E}{\pi k} J_n \left(\frac{\pi km}{2} \right) \sin \left[k\pi m_0 + n\frac{\pi}{2} \right] \times \\ \times \cos \left[\left(\Omega_{kn} \right) t + n \left(\Theta + \frac{\pi}{2} \right) - k \omega t_{\rm H} \right] \right\},$$

где K_0 – статический коэффициент; χ – нормирующий коэффициент низкочастотного сигнала относительно частоты переключений; t – момент времени; $t_{\rm H}$ – начальный момент времени фазы ШИМ сигнала.

Соответственно, коэффициент передачи низкочастотного сигнала K_{Ω} определяется статическим коэффициентом K_0 и комплексным коэффициентом передачи ФНЧ \dot{K}_{ϕ} : $\dot{K}_{\Omega} = K_0 \dot{K}_{\phi} \dot{K}_{\text{III}}$, где K_{III} – коэффициент передачи схемы ШИМ.

Модулированное импульсное напряжение И представляет собой полигармонический сигнал, в спектре которого присутствуют высокочастотные составляющие гармоник частоты переключения составляющие комбинационных частот kω. $k\omega \pm n\Omega$, квазипостоянное напряжение V_0 и переменная составляющая модулирующего воздействия $K_0 m \sin(\Omega t + \Theta)$. Для случая кратных частот при целочисленных значениях х выполняется условие совпадения частот гармонических и комбинационных составляющих $|k\omega \pm n\Omega| = \Omega$, что соответствует изменению коэффициента передачи \dot{K}_{III} схемы ключевого усиления по модулирующему воздействию. С учетом наиболее значимых комбинационных составляющих для k = 1 и n < 0 запишем:

$$\dot{K}_{\rm III} = K_0 \left\{ 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[-\left(A_k + B_k\right) \cos \Theta_k + j\left(A_k - B_k\right) \sin \Theta_k \right] \right\},$$
(1)

где

$$A_{k} = \frac{4}{\pi km} J_{-kn_{\Omega}+1} \left(\frac{\pi km}{2}\right) \cos\left[k\pi m_{0} + \left(\frac{k}{\chi} - 1\right)\frac{\pi}{2}\right];$$
$$B_{k} = \frac{4}{\pi km} J_{-kn_{\Omega}-1} \left(\frac{\pi km}{2}\right) \sin\left[k\pi m_{0} + \left(\frac{k}{\chi} + 1\right)\frac{\pi}{2}\right];$$

J_{-kn_O+1} – значение функции Бесселя для не-

четных гармоник;
$$\Theta_k = \frac{k}{\chi} \left(\Theta + \frac{\pi}{2} \right) + k \omega t_{\rm H}$$

Таким образом, согласно методу кратных частот коэффициент передачи схемы ШИМ $\dot{K}_{\rm III}$ может иметь комплексный характер, причем его мнимая часть зависит как от относительной амплитуды *m* и постоянной составляющей $m_0 = t_0/T$ входного воздействия, так и от фазы сдвига между модулирующим напряжением и ШИМ-сигналом. При этом составляющие кратных частот на выходе ключевого усилителя после ФНЧ определяются выражением

$$\dot{K}_{n\Omega} = \dot{K}_{\rm III}(\Omega) \dot{K}_{\rm d} K_0.$$

Соответственно, для оценки необходимых условий устойчивости КРН с ШИМ, охваченного ОС по выходному напряжению ФНЧ, можно воспользоваться выражением, определяющим коэффициент передачи схемы с обратной связью на кратных частотах:

$$K_{\rm OC}(\Omega) = \frac{K_{\rm III}(\Omega) \cdot K_{\rm f}(\Omega)}{1 + \beta \dot{K}_{\rm III}(\Omega) \dot{K}_{\rm f}(\Omega) K_{\rm f}}$$

где
 β — коэффициент передачи цепи обратной связи.

Такое представление $K_{OC}(\Omega)$ позволяет определить необходимые границы устойчивости из критерия Найквиста [5], включающего фазовое и амплитудное условия возбуждения:

$$\operatorname{Im}\left(\dot{K}_{\mathrm{III}}K_{\mathrm{\Phi}}\right) = 0; \ \operatorname{Re}\left(\beta\dot{K}_{\mathrm{III}}\dot{K}_{\mathrm{\Phi}}K_{0}\right) \leq -1.$$

Причем в качестве необходимого условия можно рассмотреть устойчивость системы при малых значениях возбуждающего воздействия $(m \rightarrow 0)$. В этом случае достаточно использовать приближенное представление функции Бесселя малого аргумента:

$$J_{l}(x) = \frac{(x/2)^{l}}{l!},$$
 (2)

Compensation Methods for Regulating Parameters of Switch Voltage Converters

Исследование компенсационных методов регулирования параметров ключевых преобразователей напряжения

Здесь прежде всего следует исследовать устойчивость на второй моде частоты переключений при $\Omega = 0.5 \omega$, где достигается максимальное изменение коэффициента \dot{K}_{III} по сравнению с исходным статическим коэффициентом передачи K_0 :

$$K_{\text{III}_{\omega/2}} = K_0 \bigg(1 - \cos \pi \frac{t_0}{T} \cos \Theta' + j \cos \pi \frac{t_0}{T} \sin \Theta' \bigg),$$

где t_0 – начальный момент времени

 $\Theta' = 2\Theta + \pi + \omega t_{\rm H} = [0...2\pi] = \varphi_{\rm III}.$

При этом фазовое условие возбуждения с учетом характеристики ФНЧ $\phi_{\varphi}(\Omega)$ выполняется для tg ϕ_{III} – tg $\phi_{\varphi} = 0$, что соответствует равенству

$$\operatorname{tg} \varphi_{\Phi} = \cos(\pi m_0) \sin\left[\frac{\Theta'}{1 - \cos \pi m_0 \cos \Theta'}\right]. \quad (3)$$

Возможное изменение значений Θ' (выражение (3) разрешимо для любых значений tg ϕ_{Φ}) соответствует условию фазового возбуждения для типового ФНЧ второго порядка. Таким образом, критическая глубина ОС определяется из выполнения амплитудного условия возбуждения $\operatorname{Re}(\beta \dot{K}_{\mathrm{III}} \dot{K}_{\Phi} K_0) = -1$.

Определим коэффициент передачи *LC*фильтра нижних частот с собственной частотой $\Omega_0 = \chi_0 \omega = \frac{1}{\sqrt{L_{\Phi} C_{\Phi}}}$ и добротностью

 $Q = R_{\rm H} \sqrt{C_{\rm \varphi}/L_{\rm \varphi}}$ ($R_{\rm H}$ –активное сопротивление нагрузки) для частоты $\Omega = \omega/2$:

$$\dot{K}_{\phi}(\Omega = \omega/2) =$$

$$= \frac{\left[1 - (1/2\chi_0)^2\right] + j(1/2\chi_0 Q)}{\left[1 - (1/2\chi_0)^2\right]^2 + (1/2\chi_0 Q)^2} = \frac{a + jb}{a^2 + b^2},$$

где χ₀ – нормирующий коэффициент собственной частоты ФНЧ относительно частоты переключений.

Для оценки наибольшего влияния первой комбинационной составляющей, совпадающей с полутактовой частотой входного воздействия при k=1, n=-1, ограничимся рассмотрением случаев постоянной составляющей, близкой к

граничным условиям: $m_0 \cong \{0; 1\}$. Для таких крайних значений выходного напряжения КРН из (1) и (2) получим единичный коэффициент передачи $\dot{K}_{\rm III}$ с произвольным фазовым сдвигом $\phi_{\rm III}$. Таким образом, выполнение фазового условия достигается при комплексносопряженных значениях $\dot{K}_{\rm III}$ и $\dot{K}_{\rm loc}$: $\dot{K}_{\rm III} = (a - jb)/\sqrt{c}$, где $c = a^2 + b^2$.

В результате из выполнения амплитудного условия возбуждения получим значение $K_{\text{кр}} = \max \left[\beta K_0\right]$ для критической глубины ОС:

$$K_{\rm kp} = \left| \frac{1}{\dot{K}_{\rm th}} \dot{K}_{\rm III} \right| = \sqrt{a^2 + b^2} = \sqrt{\left[\left(1 - \frac{1}{2\chi_0} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{1}{2\chi_0} \right)^2}.$$

Соответственно, максимальная глубина обратной связи *F* через ФНЧ второго порядка для частоты воздействия не должна превышать значений

$$F_{\kappa p} = 1 + K_{\Phi} K_{III} K_{\kappa p} =$$

= 1 + $\sqrt{\frac{\left[\left(1 - \frac{1}{2\chi_0}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{1}{2\chi_0}Q\right)^2}{\left[\left(1 - \frac{1}{\chi_0}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{1}{\chi_0}Q\right)^2}}$.

Как следует из расчетных зависимостей максимальной глубины обратной связи, представленных на рис. 1, устойчивость КПН с ОС по напряжению ФНЧ от режима возбуждения на полутактовой возрастает с повышением отношения частоты переключений ω к собственной частоте фильтра Ω_0 и уменьшается с ростом добротности Q. Причем для $Q \gg 1$ и сравнительно низкочастотного воздействия $\Omega \ll \Omega_0$ максимальная глубина обратной связи ограничена соотношением max $|F| \approx 1/2\chi_0$.

В дополнение к анализу устойчивости КПН в составе устройства силового электропитания генераторного устройства, учитывая практически полную разгрузку в циклах между излучениями, для $Q \gg 1$ целесообразно рассмотреть дополнительные факторы, влияние которых может привести к режиму возбуждения на частотах, близких к максимальному подъему АЧХ ФНЧ при близком к π фазовом сдвиге выходного напряжения, что может приводить к выполнению фазового усло-

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 26–43 Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 26–43



Рис. 1. Зависимость глубины обратной связи от нормированной частоты χ и добротности Q ФНЧ при соотношении $\chi_0 = 0.3$ (*a*) и 0.1 (*б*)

Fig. 1. Dependence of the feedback depth on the normalized frequency χ and quality Q factor of the low-pass filter at a ratio of $\chi_0 = 0.3$ (a) and 0.1 (δ)

вия возбуждения даже в случае весьма малых дополнительных фазовых сдвигов, обусловленных задержками переключения транзисторов, в том числе задержками, исключающими сквозные токи в двухтактных каскадах [10].

В этом случае критическую величину фазового сдвига, обусловленного задержками, определим из условия суммарного фазового сдвига $\phi_{\tau} + \phi_{\phi} = \pi$, где $\phi_{\tau} = \frac{\Omega}{2\pi} \tau_3$ фазовый сдвиг, обусловленный задержкой τ_3 ; $\phi_{\phi} =$ = $\operatorname{arctg} \left[\frac{1}{Q} \left(\frac{\Omega_0}{\Omega} - \frac{\Omega}{\Omega_0} \right) \right] - фазовая характери-$

стика *LC*-фильтра нижних частот. Заменив в первом приближении функцию arctg на ее аргумент, получим критическую частоту

$$\Omega_{\rm Kp} = \Omega_0 \sqrt{1 - \frac{2\pi}{\Omega_0 \tau_3 Q}}$$

В результате из фазового условия возбуждения получим $K_{\rm kp} = \max[\beta K_0]$ для критической глубины ОС:

$$K_{\rm kp} = \left| \frac{1}{\left(\dot{K}_{\rm b} \dot{K}_{\rm III} \right)} \right| = \sqrt{\frac{1}{\Omega_0^2 \tau_3^2} + \frac{1}{Q^2} + \frac{1}{\Omega_0 \tau_3 Q^3}}.$$

Соответственно, глубина обратной связи F через ФНЧ второго порядка для частоты воздействия Ω не превышает

$$F = 1 + K_{\oplus} K_{\rm III} K_{\rm Kp} =$$

$$= 1 + \sqrt{\frac{1/(2\pi\hat{\tau}_3)^2 + 1/Q^2 + 1/(2\pi\hat{\tau}_3 Q^3)}{\left[(1-\chi_c)^2\right]^2 + (\chi_c Q)^2}}, \quad (4)$$

где $\hat{\tau}_3 = \tau_3 \Omega_0 / (2\pi)$ – задержка, нормированная к постоянной времени фильтра; $\chi_c = \Omega / \Omega_0$ – частота, нормированная к собственной частоте фильтра.

На рис. 2 приведены зависимости глубины обратной связи, определенной из фазового условия возбуждения для типовых параметров КРН. Сопоставление полученных зависимостей показывает определяющее влияние на ограничение максимальной глубины ОС фактора режима возбуждения на полутактовой частоте. Вместе с тем с увеличением отношения ω/Ω_0 влияние этого фактора уменьшается. Одновременно возрастает относительная величина задержки, что приводит к ограничению глубины ОС вследствие возникновения режима возбуждения в области собственной частоты ФНЧ. На рис. 3 приведены зависимости допустимого коэффициента передачи ОС.

.....

Исследование компенсационных методов регулирования параметров ключевых преобразователей напряжения Compensation Methods for Regulating Parameters of Switch Voltage Converters Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 26–43 Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 26–43



Рис. 2. Зависимость глубины обратной связи от нормированной частоты χ и относительной величины задержки $\hat{\tau}$ при добротности ФНЧ Q = 10 и соотношении $\chi_0: a - 0.3; \delta - 0.1$

Fig. 2. Dependence of the feedback depth on the normalized frequency χ and the relative delay $\hat{\tau}$ with the quality factor of the low-pass filter Q = 10 and the ratio $\chi_0: a - 0.3; \delta - 0.1$



Рис. 3. Зависимость допустимого коэффициента передачи обратной связи: a – от добротности ФНЧ Q и нормированной частоты χ_0 ; δ – от добротности и относительной величины задержки $\hat{\tau}$

Fig. 3. Dependence of the permissible feedback transfer coefficient: a – on the quality factor of the low-pass filter Q and relative frequency χ_0 ; δ – on the quality factor and relative delay value $\hat{\tau}$

Исследование режимов регулирования и стабилизации выходного тока КПН. Для устройств силового электропитания задача регулирования и ограничения выходного тока КПН относится к важнейшим условиям применения [11]. Решение этой задачи должно учитывать резкие изменения мощности потребления, значительную емкость конденсаторов в шинах силового электропитания, необходимость подавления импульсных перенапряжений в объектовой сети, а также возможную неисправность нагрузки, включая короткое замыкание в отдельных каналах потребителей [12]. При этом наиболее предпочтительным вариантом ограничения выходного тока КПН является применение компенсационного метода регулирования с использованием обратной связи по току дросселя ФНЧ. Принимая во внимание значительный постоянный ток потребления, здесь в качестве датчика тока могут найти применение специальные микросхемы на основе эффекта Холла с гальванически изолированным выходом (например FHS 40-P SP600 "LEM" на основе магниторезистивного моста или серия CKSR "LEM" – компенсированные датчики с замкнутым контуром). Причем для уменьшения импульсного потенциала помехи в контрольном сигнале такой датчик целесообразно подключать к выходу дросселя ФНЧ перед соединением с конденсатором фильтра.

Функциональная схема КПН с ОС по току (ОСТ) дросселя ФНЧ (рис. 4) включает цепь ОСТ, вычитающее устройство (ВУ), широтноимпульсный преобразователь (ШИП), КУМ, дроссель фильтра индуктивностью L, датчик тока (ДТ), результирующую емкость C фильтра и нагрузки, а также активное сопротивление нагрузки ($R_{\rm H}$).

Далее для удобства анализа примем коэффициент передачи ВУ равным 1, коэффициенты преобразования ШИП ($K_{\rm III}$) и КУМ (K_0) в составе КПН, коэффициент передачи ОСТ $\beta_{\rm T}$ и коэффициент датчика тока $K_{\rm T}$, который может быть определен приведенным сопротивлением $r_{\rm T}$.

Соответственно, уравнение обратной связи для входного U_1 и выходного U_2 напряжений КПН имеет вид

$$\left(U_1 - U_2 K_{\mathrm{T}} \beta_{\mathrm{T}} / Z_{\mathrm{\Phi}}\right) K_{\mathrm{III}} K_0 = U_2,$$

где Z_{ϕ} – входное сопротивление ФНЧ, определяющее низкочастотный ток дросселя; $U_2 = V_{\rm H}$ – низкочастотная составляющая напряжения на входе ФНЧ.

В предположении линейной низкочастотной модели ключевого усилителя с ШИМ запишем выражение для коэффициента передачи КПН, охваченного обратной связью по току дросселя ФНЧ:

$$K_{\text{oct}} = K_0 K_{\text{III}} / \left[1 + K_0 K_{\text{III}} K_{\text{T}} \beta_{\text{T}} Y_{\varphi} \right].$$
(5)

Входная проводимость ФНЧ второго порядка при известных значениях *L*, *C* и *R* определяется комплексным выражением

$$Y_{\Phi}(\Omega) = \frac{1}{Z_{\Phi}(\Omega)} = \frac{1 + j\chi_{c} \left[Q - Q\chi_{c}^{2} - \frac{1}{Q} \right]}{R \left[\left(1 - \chi_{c}^{2} \right)^{2} + \left(\frac{\chi_{c}}{Q} \right)^{2} \right]}.$$

При этом знаменатель выражения (4), определяющий глубину обратной связи F, принимает следующий вид:

$$\dot{F}(\Omega) = 1 + K_0 K_{\rm III} K_{\rm T} \beta_{\rm T} \frac{1}{Rb} [1 + j\chi_{\rm c} a],$$

где $a = \left[Q + Q\chi_c^2 - 1/Q\right]; \ b = \left[1 - \chi_c^2\right]^2 + (\chi_c/Q)^2.$

Рассмотрим возможность возбуждения КПН с обратной связью такого вида с учетом наличия задержки τ_3 в формировании импульсного напряжения и комплексного характера $K_{\rm III}$ на полутактовой частоте $\omega_0/2$, влияние которых являлось достаточным для возбуждения КПН с ОС по выходному напряжению ФНЧ.

Выразим коэффициент преобразования ШИП в виде комплексной величины с учетом относительной задержки переключений $\hat{\tau}$:

$$K_{\rm III} = 1 - j\hat{\tau} 2\pi\Omega/\omega.$$

При этом запишем выражение для комплексной величины $\dot{F}(\Omega)$:



Puc. 4. Функциональная схема КПН с обратной связью по току дросселя ФНЧ *Fig. 4.* Functional diagram of a SVC with feedback on the current of the LPF inductor

$$\dot{F}(\Omega) = 1 + \beta_{\mathrm{T}} K_{\mathrm{T}} K_0 \frac{1}{Rb} (1 - j\hat{\tau} 2\pi\chi) (1 + j\chi_{\mathrm{c}} a).$$
(6)

Фазовые условия возбуждения $\text{Im}(\dot{F})$ удовлетворяются при выполнении равенства $2\pi \hat{\tau} \Omega_0 = a\omega/(Rb)$, что может быть обеспечено только при частоте Ω , весьма близкой к $\Omega_0(\chi \simeq \chi_0)$. Причем в этом случае амплитудное условие возбуждения Re(F) = 0 отсутствует.

Аналогичная ситуация имеет место при рассмотрении режима возбуждения на полутактовой частоте, наиболее критической для КПН с ОС по выходному напряжению (ОСН) ФНЧ. В этом случае коэффициент $\dot{K}_{\rm III}$ на частоте $\Omega = 0.5 \omega$ может быть определен в виде комплексносопряженного выражения $K_{\rm III} = 1 - j \frac{\Omega}{\Omega_0} a$, при

этом выполняется фазовое условие возбуждения. Однако реальная составляющая *F* в таких условиях не равна нулю:

$$F = 1 + \beta_{\rm T} K_{\rm T} K_0 \frac{1}{Rb} \left(1 + \frac{a}{2\chi_0} \right)^2 \neq 0.$$

Выявленный запас устойчивости работы линейной модели КПН с ОСТ наглядно иллюстрируется графиками зависимостей АЧХ (A) и ФЧХ (ϕ) тока дросселя и напряжения на конденсаторе LC-фильтра нижних частот для добротности Q = 3 (рис. 5).

Анализируя известные зависимости, можно видеть, что при ОСН фаза сигнала нарастает до $\pi/2$ для частоты 1 и далее увеличивается до π ,



Рис. 5. Зависимости амплитуды A (сплошные линии) и фазы φ (пунктирные) сигнала ОСН и ОСТ для КПН с LC ФНЧ второго порядка

Fig. 5. Dependences of the amplitude *A* (solid lines) and the phase φ (dashed lines) of the voltage and current feedback signals for a switching voltage converter with a second-order *LC* low-pass filter

причем крутизна нарастания ϕ – до величины весьма близкой к π в условиях высокой добротности ФНЧ в зоне существенного подъема АЧХ. При этом даже незначительного дополнительного сдвига, например за счет задержки переключений КУМ, достаточно для выполнения фазовых и амплитудных условий возбуждения. Тем более могут быть обеспечены условия возбуждения на полутактовой частоте в условиях комплексного коэффициента ШИМ-преобразования.

Для ОСТ максимальный фазовый сдвиг сигнала обратной связи не превышает $\pi/2$, что обеспечивает практически абсолютную устойчивость линейной модели КПН в том числе и с учетом факторов, обуславливающих дополнительные фазовые сдвиги даже в диапазоне высоких частот Ω до ω включительно.

Вместе с тем следует отметить, что использование линейной модели КПН допустимо в ограниченной низкочастотной области. При этом сигнал ОСТ по форме весьма близок к пилообразному напряжению, что ограничивает применимость метода формирующего фильтра для анализа устойчивости преобразователя с ОС такого типа. Здесь целесообразно использовать итерационный метод оценки устойчивости, дополненный граничными условиями высокочастотного режима возбуждения [13]. Далее остановимся на исследовании границ режима многократных переключений, определяющих необходимое условие устойчивой работы КПН с ОСТ.

При обратной связи по току дросселя имеет место значительное проникновение ВЧ продуктов импульсного преобразования в тракт формирования ШИМ, что может приводить к кратному возрастанию частоты переключений. Такой процесс, определенный как режим ВЧ-возбуждения, имеет место при превышении скорости изменения разностного сигнала, поступающего на вход ШИП, скорости спада либо нарастания опорного пилообразного напряжения $U_{\rm II}$. Исключение режима ВЧ-возбуждения при ОСТ связано с выполнением условия

$K_{\mathrm{T}}\beta_{\mathrm{T}}\,di(t)/dt < dU_{\mathrm{II}}/dt.$

Для заданного периода переключений T наибольшая скорость изменения $U_{\Pi}(t)$ достигается при симметричной двухсторонней ШИМ. Так, в случае одноканального симмет-

ричного пилообразного напряжения амплитудной $U_{\text{п max}}$ его производная в 2 раза больше производной одностороннего линейно спадающего или нарастающего напряжения:

$$\left| dU_{\Pi}(t) / dt \right| = 2U_{\Pi} \max \left| T \right|. \tag{7}$$

При этом в условиях линейно-временной аппроксимации ток дросселя $I_L(t)$ может быть определен следующим выражением:

$$I_{L}(t) = \begin{cases} i_{\rm H} - i_{\rm B\,max} \left[1 - 2(t - t'_{\rm K}) / (t''_{\rm K} - t'_{\rm K}) \right], \\ \text{для } t \subset [t'_{\rm K}; t''_{\rm K}]; \\ i_{\rm H} + i_{\rm B\,max} \left[1 - 2(t - t''_{\rm K}) / (t'_{\rm K+1} - t_{\rm K}) \right], \\ \text{для } t \subset [t''_{\rm K}; t'_{\rm K+1}], \end{cases}$$

где $i_{\rm H}$ – низкочастотная составляющая тока дросселя; $i_{\rm B\,max} = \frac{(E - U_{\rm H})t_{\rm H}}{2L} = \frac{U_{\rm H}t_{\rm H}}{2L} = \frac{E(1 - m)mT}{2L}$

(амплитуда высокочастотной составляющей $i_{\rm B}$ тока дросселя для заданных параметров напряжения электропитания *E*, индуктивности дросселя *L*, периода переключений *T* и индекса модуляции *m*).

Исходя из (7), определим производную его изменения во время длительности импульса $t_{\rm H}$ и паузы $t_{\rm II}$ однополярного напряжения V амплитуды *E* на входе ФНЧ с относительным выходным напряжением $m = U^2/E$:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \begin{cases} -E(1-m)/(2L), \text{ для } t \subset t_{\Pi}; \\ Em/(2L), & \text{для } t \subset t_{\Psi}. \end{cases}$$

В результате получим условие устойчивости к режиму ВЧ-возбуждения:

$$K_{\rm T}\beta_{\rm T} < \frac{4U_{\rm III}\max L}{TE}\min\left\{\frac{1}{1-m};\frac{1}{m}\right\}.$$
 (8)

Полагая коэффициент передачи КУМ с ШИМ $K_{\rm III} = E/U_{\rm III}$ для граничных значений m = 0; 1,из (8) получим необходимый критерий устойчивости для КПН с ОСТ:

$$\beta_{\rm T} K_{\rm T} K_{\rm III} K_0 < 4L/T = 2L\omega/\pi.$$
(9)

С учетом (9) выражение (6) для критической глубины ОСТ может быть определено в следующем виде:

$$F_{\rm \kappa p}(\Omega) = 1 + \frac{2}{\pi Q \chi_0} \frac{\sqrt{1 + \chi_c^2 (Q + Q \chi_c^2 - 1/Q)^2}}{(1 - \chi_c^2)^2 + (\chi_c Q)^2}.$$
 (10)

Зависимость глубины ОС от частоты и добротности Q ФНЧ для нормированной частоты $\chi_0 = (0.2; 0.5)$ приведены на рис. 6.



Рис. 6. Зависимость глубины обратной связи от нормированной частоты χ и добротности *Q* ФНЧ при соотношении χ_0 : *a* – 0.2; *б* – 0.5

Fig. 6. Dependence of the feedback depth on the normalized frequency χ and quality factor Q of the low-pass filter at a ratio of χ_0 : a - 0.2; $\delta - 0.5$

Исследование компенсационных методов регулирования параметров ключевых преобразователей напряжения Compensation Methods for Regulating Parameters of Switch Voltage Converters

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 26–43 Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 26–43



Fig. 7. Timing diagrams of signals explaining the operation of a SVC with current feedback with a decrease (a) and an increase (δ) of voltage *E*

Сопоставление трехмерных графиков критической глубины ОС по току дросселя ФНЧ (см. рис. 6) и по выходному напряжению (см. рис. 1) показывают возможность кратного повышения стабилизации тока особенно при низких частотах внешнего возбуждения.

Выполнение соотношения (7) является необходимым условием устойчивости работы при исключении режима ВЧ-возбуждения. На рис. 7 приведены временные диаграммы сигналов, поясняющие работу КПН с ОСТ при понижении (рис. 7, *a*) и повышении (рис. 7, *б*) уровня *E* напряжения электропитания. При простейшем ШИП последовательность импульсов управления КУМ формируется по результату сравнения опорного симметричного пилообразного напряжения $U_{\rm II}$ с разностным сигналом $U_{\rm p}$, формируемым как разность опорного напряжения U_0 и сигнала обратной связи по току дросселя:

$$U_{\rm p}(t) = U_0 + \beta_{\rm T} K_{\rm T} i_L(t).$$

Длительность импульсов напряжения *V* на выходе КУМ определяется сигналом с ШИМ:

$$V_{\text{III}\text{III}}(t) = 0.5 + \text{sign} \Big[U_{\text{p}}(t) - U_{\text{II}}(t) \Big] \Big/ 2.$$

Амплитуда импульсов V практически равна напряжению электропитания E, которое определяет коэффициент передачи КУМ $K_0 = E/U_{\Pi \max}$.

36

За счет глубокой ОС по выходному току в условиях постоянной нагрузки изменение напряжения Е не сказывается на низкочастотной составляющей тока дросселя, но значительно влияет на его высокочастотные составляющие. С увеличением Е (рис. 7, б) возрастает скорость изменения $i_L(t)$ во время импульса, приводить к режиму что может ВЧвозбуждения (для $E = E_4$, рис. 7, б). В таком режиме частота переключений КУМ определяется главным образом гистерезисом компаратора в составе ШИП и может кратно превышать тактовую частоту опорного напряжения $U_{\Pi}(t)$.

Режим ВЧ-возбуждения является недопустимым для КПН устройств силового электропитания и его исключение требует корректировки глубины ОСТ.

Проведение исследования КПН с ОСТ подтверждают, что даже при выполнении условий исключения режима ВЧ-возбуждения глубина ОС такого типа может быть принципиально (более чем на 20 дБ) выше, чем при ОСН. Выделенное обстоятельство открывает возможности использования комбинированных цепей ОС по току дросселя ФНЧ и по выходному напряжению. Именно такой подход является наиболее предпочтительным для использования в устройствах силового электропитания.

Особенности применения комбинированной обратной связи в КПН. Исходя из по-


Рис. 8. Зависимость коэффициента передачи КРН от нормированной частоты χ и добротности Q ФНЧ при ОСН (*a*) и ОСТ (*б*) для соотношения $\chi_0 = 0.3$

Fig. 8. The dependence coefficient of transfer KRN on rated frequency χ and quality factor Q of the low-pass filter at FBU (*a*) and FBI (δ) for a ratio $\chi_0 = 0.3$

лученных ранее зависимостей предельной глубины обратной связи (4) и (10) определим частотные зависимости коэффициента передачи КРН Н, охваченного обратной связью по напряжению (рис. 8, а) и обратной связью по току (рис. 8, δ), от добротности выходного ФНЧ при соотношении резонансной частоты ФНЧ к тактовой частоте ШИМ 0.3. Как видно из полученных графиков, подавление более 10 дБ внешних возмущений в области нижних частот возможно только при малых добротностях ФНЧ, при этом КРН с ОСН демонстрирует подчеркивание составляющих внешнего воздействия попадающих в область резонанса ФНЧ, тогда как КРН с ОСТ, обеспечивая на 5...10 дБ больший уровень подавления в области нижних частот, позволяет достичь 30 дБ подавления составляющих в области резонанса ФНЧ, обусловленного ростом глубины обратной связи вследствие подъема АЧХ по току (см. рис. 5).

В устройствах силового электропитания должны обеспечиваться два режима работы: режим стабилизации и ограничения напряжения и режим стабилизации и ограничения тока. Соответственно, первый режим реализуется с использованием ОС по напряжению, а второй – ОС по току. Назначение режима стабилизации выходного напряжения непосредственно связано с ограничением ненормированных превышений напряжения силового электропитания на нагрузке или со стабилизацией и регулированием мощности. В свою очередь, режим ограничения тока предназначен для исключения перегрузки КПН при ненормированном увеличении тока потребления либо для обеспечения плавного включения и изменения уровня напряжения при наличии существенного емкостного фильтра в шинах силового электропитания.

Реализация выделенных режимов КПН в рамках компенсационных методов связана с использованием комбинированной обратной связи. Возможные варианты выполнения комбинации обратных связей по напряжению и току представлены на рис. 9.

Основной задачей комбинированной ОС в КПН является разделение режимов стабилизации напряжения и ограничение выходного тока при применении порогового компенсационного метода. В соответствии с первым вариантом реализации для разделения режимов работы используется фактор увеличения глубины ОСТ с уменьшением сопротивления нагрузки. При этом для значений тока дросселя ниже номинального $I_L < I_{\rm H}$ глубина ОСН доминирует, что соответствует режиму относительной стабилизации $U_{\rm H}$. Причем в режимах, близ-

.....

Исследование компенсационных методов регулирования параметров ключевых преобразователей напряжения Compensation Methods for Regulating Parameters of Switch Voltage Converters



Puc. 9. Схема КПН с комбинированной обратной связью по току и напряжению ФНЧ:
 a – суммарная результирующая OC; *b* – суммарная пороговая OC; *b* – пороговая OC с логическим сумматором
 Fig. 9. A scheme of SVC with the combined feedback depth on current and tension of the low-pass filter:
 a – a total resultant of FB, *b* – total threshold FB, *b* – threshold FB with the logical adder

ких к холостому ходу, глубина ОС по току практически отсутствует, а при увеличении тока нагрузки влияние ОСТ возрастает, что приводит к некоторому понижению выходного напряжения.

При превышении величины I_L номинального значения глубина ОСТ становится соизмерима с глубиной ОСН и начинает доминировать при достижении максимально допустимого значения I_{max} . Как правило, в этих условиях значения I_{max} может кратно (в 2, 3 раза) превосходить номинальную величину I_{H} , а с увеличением тока до I_{max} выходное напряжение может изменяться на 20–30 %.

Существенно уменьшить граничную область между режимом стабилизации напряжения и режимом ограничения выходного тока позволяет переход к пороговым схемам передачи разностных сигналов по напряжению u_{pu} и току u_{pi} с использованием двух уровней опорных сигналов U_u и U_i :

$$u_{\mathbf{p}u} = U_u - \beta_u U_{\mathbf{H}}; \ u_{\mathbf{p}i} = U_i - \beta_i V,$$

где V – низкочастотная составляющая импульсного напряжения КУМ; $U_{\rm H} = \dot{K}_{\rm \Phi} V$ – выходное напряжение ФНЧ.

Таким образом, реализован второй вариант выполнения комбинированной ОС (рис. 9, *б*), где в цепи передачи разностных сигналов к результирующему сумматору на входе ШИП включены пороговые усилители ПУ1 и ПУ2. При этом выполняются пороговые соотношения следующего вида:

$$u_{pu} = \begin{cases} (U_u - \beta_u U_H) K_1, \, \operatorname{прu} (U_u - \beta_u U_H) < U_{\Pi 1}, \\ U_{\Pi 1}, \, \operatorname{пpu} (U_u - \beta_u U_H) > U_{\Pi 1}; \end{cases}$$
(11)

$$u_{pu} = \begin{cases} \left(U_i - K_i \beta_i i_L \right) K_2, \text{ при } K_i \beta_i i_L > U_i; \\ 0, \text{ при } K_i \beta_i i_L < U_i, \end{cases}$$
(12)

где K_1 и K_2 – коэффициенты передачи пороговых усилителей ПУ1, ПУ2 (при дальнейшем рассмотрении коэффициенты передачи могут быть пересчитаны в коэффициенты β_u , β_i и условно приняты равными 1).

Наиболее простым образом может быть реализована суммарная результирующая ОС (рис. 9, *a*), где разностный сигнал формируется как результат суммирования опорного канала *U* и отрицательных сигналов с выходов цепей ОС по напряжению и току с соответствующими коэффициентами передачи β_u и β_i . В результате уравнение комбинированной ОС по напряжению $V_{\rm H}$ и току ФНЧ может быть записано в следующем виде:

$$\left(U - \beta_u V_{\rm H} \dot{K}_{\rm \phi} - \beta_i \dot{Y}_{\rm \phi} V_{\rm H}\right) \dot{K}_{\rm III} K_0 = V_{\rm H}, \quad (13)$$

где K_{ϕ} и Y_{ϕ} – входная проводимость и коэффициент передачи по напряжению ФНЧ.

Соответственно, выражение для коэффициента передачи КПН с комбинированной обратной связью такого вида определяется выражением

$$K_{\rm OC} = \dot{K}_{\rm III} K_0 / \left[1 + \dot{K}_{\rm III} K_0 \left(\beta_u \dot{K}_{\rm p} - \beta_i \dot{Y}_{\rm p} \right) \right].$$

В результате с учетом коэффициента передачи

$$\dot{K}_{\phi} = \frac{\left[1 - (\chi_{c})^{2}\right] - j(\chi_{c}Q)}{\left[1 - {\chi_{c}}^{2}\right]^{2} + (\chi_{c}Q)^{2}}$$

и входной проводимости \dot{Y}_{ϕ} (5) запишем знаменатель выражения (13) в виде комплексного соотношения

$$\dot{F} = 1 + \beta_u \dot{K}_{\rm III} K_0 \left(a + jb \right) / d$$

где $a = 1 - (\Omega/\Omega_0)^2 - \beta'_i/\beta_u;$ $b = (\chi_c Q) \times \\ \times \left[1 + \beta'_i / \beta_u (Q^2 - \chi_c^2 Q^2 - 1) \right];$ $d = \left[1 - \chi_c^2 \right]^2 + \\ + (\chi_c Q)^2;$ $\beta'_i = K_i \beta_i / R$ – приведенный коэффициент ОС по току для сопротивления нагрузки R. Далее проведем оценку устойчивости комбинированной обратной связи КПН по наиболее значимому критерию возбуждения на полутактовой частоте при $\Omega = \omega/2$. В этом случае фазовое условие Im $(\dot{F}) = 0$ выполняется при комплексносопряженном коэффициенте $\dot{K}_{\rm III}$, равном

$$\dot{K}_{\rm III} = -(a-jb) \Big/ \sqrt{a^2 + b^2} \,.$$

Соответственно, амплитудное условие возбуждения $\text{Re}(\dot{F}) = 0$ сводится к решению следующего соотношения: $1 - K_0\beta_u\sqrt{a^2 + b^2}/d = 0$, откуда для $\Omega = \omega/2$ определим максимально допустимое значение коэффициента петлевого усиления по напряжению для отношения коэффициентов ОС по току β'_i и напряжению β_u :

$$F_{\mathrm{Kp}} = \max\left[K_{0}\beta_{u}\right] = \left[1 - \left(\frac{1}{2\chi_{c}}\right)^{2}\right]^{2} + \left(\frac{1}{2\chi_{c}Q}\right)^{2}$$
$$= \sqrt{\left[1 - \left(\frac{1}{2\chi_{0}}\right)^{2} + \frac{\beta_{i}'}{\beta_{u}}\right]^{2} + \left(\frac{1}{2\chi_{0}Q}\right)^{2} \left\{1 + \frac{\beta_{i}'}{\beta_{u}}\left[Q^{2} - \left(\frac{1}{2\chi_{0}}Q\right)^{2} - 1\right]\right\}^{2}}.$$

Таким образом, результирующая глубина ОС может быть приведена к следующему виду:

$$F(\Omega) = 1 + \frac{\sqrt{\left[1 - (\chi_{c})^{2} + \frac{\beta_{i}^{\prime}}{\beta_{u}}\right]^{2} + \left[\frac{\Omega}{\Omega_{0}Q} + \frac{\beta_{i}^{\prime}}{\beta_{u}}\left(\chi_{c}Q + \chi_{c}^{3}Q - \frac{\chi_{c}}{Q}\right)\right]^{2}}{\left[1 - \chi_{c}^{2}\right]^{2} + \left(\frac{\chi_{c}}{Q}\right)^{2}}$$

Соответственно, для статических условий при $\Omega = 0$ значения величины $K_{\rm OC}$ приводится к виду

$$K_{\rm oc} = K_0 / \left[1 - F_{\rm Kp} \left(1 + \beta'_i / \beta_u \right) \right] =$$

= $K_0 / \left[1 - F_{\rm Kp} \left(1 + K_i \beta_i / (\beta_u R) \right) \right].$ (14)

Зависимость результирующей глубины обратной связи F в полосе частот нормированной на собственную частоту ФНЧ и добротности ФНЧ для различных отношений β_i/β_u , равных 0.1 и 0.5, представлены зависимостями на трехмерных графиках (рис. 10) для соотноше-

.....

Исследование компенсационных методов регулирования параметров ключевых преобразователей напряжения Compensation Methods for Regulating Parameters of Switch Voltage Converters



Рис. 10. Зависимость глубины обратной связи от нормированной частоты χ_c и добротности Q ФНЧ при β_i/β_u : a - 0.1; $\delta - 0.5$

Fig. 10. Dependence of the feedback depth on the normalized frequency χ_c and quality factor Q of the low-pass filter at a ratio of β_i / β_u : a - 0.1; $\delta - 0.5$

ния частот $\chi_0 = 0.3$. Из приведенных соотношений и графических зависимостей следует, что с ростом относительной глубины ОСТ возрастает значение $F_{\rm Kp}$ в области собственной резонансной частоты ФНЧ и, соответственно, повышается значение максимальной глубины ОСН. Однако при этом согласно (14) усиливается зависимость $K_{\rm OC}$ от изменения нагрузки, что существенно ухудшает стабильность выходного напряжения.

Необходимо учитывать, что с ростом $R_{\rm H}$ и, соответственно, добротности Q ФНЧ пропорционально уменьшается глубина ОСТ и в режимах, близких к холостому ходу, устойчивость КПН и стабилизация выходного напряжения полностью определяется ОСН.

Переходя к рассмотрению порогового варианта комбинированной ОС (рис. 9, δ), следует отметить, что разделение режимов стабилизации напряжения и ограничение тока практически исключают положительный эффект от совместного формирования результирующего разностного сигнала в номинальном режиме работы. При уровне тока дросселя, соответствующего условию $i_L < U_i / (K_i \beta_i)$, разностный сигнал $u_{pi} \neq 0$ и не влияет на режим стабилизации напряжения, при котором выполняется условие (11). В свою очередь, при формировании весьма малой величины $u_{pi} = u_{1pi}$ имеет место резкий переход в режим ограничения тока, обусловленный ограничением (12):

$$u_{\mathrm{p}u} = U_u$$
, при $U_{\mathrm{l}pi} = U_u / (K_0 K_{\mathrm{p}} \beta_u) < U_i$.

Таким образом, переходная область совместного действия ОС по напряжению и току ограничивается весьма малым диапазоном изменения тока:

$$U_i - U_u / (K_0 K_{\Phi} \beta_u) > i_L > U_i / (K_i \beta_i).$$

В свою очередь, границы перехода от режима стабилизации напряжения к ограничению тока дросселя могут характеризоваться соотношением изменения максимального тока I_{max} к номинальному значению I_{H} на уровне $I_{\text{max}}/I_{\text{H}} = 1.2...1.3$. При этом в диапазоне изменения тока нагрузки до I_{H} сохраняется стабильность выходного напряжения КПН.

Аналогичным образом осуществляется разделение режимов работы КПН при комбинированной обратной связи (рис. 9, *в*) с логическим суммированием импульсных сигналов ШИП с ОС по напряжению и току. В этом случае практически отсутствует граничная область между режимом стабилизации напряжения и ограничения тока.



Puc. 11. Временная диаграмма сложения сигналов ШИМ ОС по току $(V_{\text{ШИМ2}})$ и напряжению $(V_{\text{ШИM1}})$ *Fig. 11.* A temporal diagram of adding PWM FBU and FBI signals

Временные диаграммы, поясняющие логическое суммирование ШИМ сигналов при пороговых ОС по току и напряжению, иллюстрируются на рис. 11. При формировании модулированных импульсов ШИМ1 и ШИМ2 по результату сравнения разностных сигналов u_{pu} и u_{pi} с опорным пилообразным напряжением $u_{п}$ формируется результирующий ШИМ-сигнал:

 $V_{\rm ШИM} = V_{\rm ШИM1} \& V_{\rm ШИM2}$. При этом четко реализуется разграничение режимов действия ОС по напряжению и току, где переходная зона может быть обусловлена только наличием ВЧ-составляющих тока дросселя.

Анализ особенностей реализации комбинированной ОС порогового типа подтверждает практическое отсутствие совместного действия ОС по напряжению и току вследствие ограничения переходной зоны режимов работы. При этом не используется фактор увеличения глубины ОС, присущий суммарной результирующей ОС по току дросселя и выходному напряжению ФНЧ.

Действие этого фактора может быть восстановлено посредством исключения порогового устройства в цепи ОС по току. При этом наличие порогового устройства по разностному сигналу u_{pu} является достаточным для минимизации переходной зоны в условиях сохранения комбинированной ОС во всем диапазоне изменения тока дросселя до $I_{\rm H}$. Последний вариант пороговой ОС соответствует действию метода компенсации согласно суммарной результирующей ОС для $i_L < I_H$ при переходе в режим ограничения для $i < I_{max} = (1.2 \dots 1.3)I_H$.

Заключение. Проведенное исследование глубины обратной связи в ключевых регуляторах напряжения, ограниченной проникновением высокочастотных составляющих в тракт формирования ШИМ-сигнала и его задержкой, обусловленные особенностями работы оконечного каскада КУМ, демонстрирует, что предельное значение глубины ОСН при типовых параметрах схемы не превышает 12 дБ, тогда как глубина ОСТ дросселя ФНЧ может быть принципиально (более чем на 20 дБ) выше. При этом, реализация режимов стабилизации напряжения и ограничения выходного тока для обеспечения надежной работы в пусковых режимах и режимах перегрузки возможна только при применении комбинированной ОС. Из рассмотренных в статье вариантов выполнения комбинации обратных связей по напряжению и току особого внимания заслуживает режим пороговой ОСН в сочетании с линейной ОСТ, который может быть рекомендован для реализации КПН, функционирующих в условиях наличия динамических факторов изменения нагрузки и напряжения объектовой сети.

.....

Исследование компенсационных методов регулирования параметров ключевых преобразователей напряжения Compensation Methods for Regulating Parameters of Switch Voltage Converters

Список литературы

1. Алексанян А. А., Никитин К. К., Плюснин В. Н. Устойчивость усилителей класса D // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1981. Т. 24. С. 87–88.

2. A class D switching power amplifier with high efficiency and wide bandwidth by dual feedback loops / J. H. Jeong, H. H. Seong, J. H. Yi, G. H. Cho // Proc., of Intern. Conf. on Consumer Electronics. Rosemont, IL, USA. 1995. P. 428–429. doi: 10.1109/ICCE.1995.518049

3. Артым А. Д., Филин В. А. Эквивалентные частотные характеристики усилителя в режиме класса D с отрицательной ОС // Радиотехника. 1981. № 9. C. 44–46.

4. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М: Наука, 1975. 768 с.

5. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь. 1986. 460 с.

6. Александров В. А., Маркова Л. В., Смирнов В. А., Казаков Ю. В. Анализ результатов разработки энергетически эффективных широкополосных гидроакустических передающих устройств для звукоподводной связи // Гидроакустика. 2017. № 4(32). С. 56–64.

7. Алексанян А. А., Галахов В. А., Перликов А. М. Расчет длительностей импульсных процессов в усилителях с адаптивной широтно-импульсной модуляцией // Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника. 1979. № 9. С. 48–51. 8. Полов К. П. К исследованию устойчивости усилителя в режиме D с обратной связью // Радиотехника. 1974. № 1. С. 79–82.

9. Suciu I., Ogrutan P. L., Pana G. Comparison between the current feedback amplifier and the modern voltage feedback amplifier. IEEE 21st Intern. Symp. for Design and Technology in Electronic Packaging. Piscataway: IEEE, 2015. P. 249–252. doi: 10.1109/SIITME.2015.7342334

10. Александров В. А., Алексанян А. А., Галахов В. А. Устойчивость усилителей с широтноимпульсной модуляцией // Развитие и внедрение новой техники радиоприемных устройств: тр. Всерос. науч.-тех. конф. М.: Радио и связь, 1985. С. 97.

11. Александров В. А., Казаков Ю. В., Киселев П. А. Способ динамического ограничения выходного тока усилителя класса D // Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики: тр. 12-й Всерос. конф. СПб.: Наука, 2014. С. 121–123.

12. Форсайт Дж., Малкольм М., Моулер К. Машинные методы математических вычислений / пер. с англ. Х. Д. Икрамовой. М.: Мир, 1980. 280 с.

13. Игнатьев. К. В., Казаков Ю. В., Маркова Л. В. Особенности применения обратной связи в ключевых усилителях с широтно-импульсной модуляцией // Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики: Тр. XIV Всерос. конф. СПб.: ЛЕМА, 2018. С. 131–133

Информация об авторах

Александров Владимир Александрович – доктор технических наук (2017), старший научный сотрудник (1994), начальник научно-исследовательской лаборатории АО «Концерн "Океанприбор"». Автор 38 научных работ и более 150 патентов на изобретения. Сфера научных интересов – теория и практика создания ключевых усилителей гидроакустических передающих устройств.

Адрес: АО «Концерн "Океанприбор"», пр. Чкаловский, д. 46, Санкт-Петербург, 197376, Россия E-mail: info@niibriz.ru

https://orcid.org/0000-0002-3418-6953

Калашников Сергей Александрович – старший научный сотрудник научно-исследовательского сектора, аспирант базовой кафедры АО «Концерн "Океанприбор"». Автор 19 научных работ и 8 патентов на изобретения. Сфера научных интересов – силовая электроника для задач гидроакустики.

Адрес: АО «Концерн "Океанприбор"», пр. Чкаловский, д. 46, Санкт-Петербург, 197376, Россия E-mail: KalashnikovSA@inbox.ru

Маркова Любовь Васильевна – инженер 1-й категории АО «Концерн "Океанприбор"», аспирант кафедры радиосвязи и вещания Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича. Автор 17 научных работ. Сфера научных интересов – радиотехника; генераторные устройства; усилители мощности.

Адрес: АО «Концерн "Океанприбор"», пр. Чкаловский, д. 46, Санкт-Петербург, 197376, Россия E-mail: ljubvblinva@mail.ru

https://orcid.org/0000-0002-3328-0219

References

1. Aleksanyan A. A., Nikitin K. K., Plyusnin V. N. Stability of Class D Amplifiers. News of Universities of the USSR. Radioelectronics. 1981, vol. 24, pp. 87–88. (In Russ.)

2. Jeong J. H., Seong H. H., Yi J. H., Cho G. H. A Class D Switching Power Amplifier with High Efficiency and Wide Bandwidth by Dual Feedback Loops. Proc. of Intern.

42

Исследование компенсационных методов регулирования параметров ключевых преобразователей напряжения Compensation Methods for Regulating Parameters of Switch Voltage Converters Conf. on Consumer Electronics, Rosemont, IL, USA. 1995, pp. 428–429. doi: 10.1109/ICCE.1995.518049

3. Artym A. D., Filin V. A. Equivalent Frequency Characteristics of an Amplifier in Class D Mode with Negative Feedback. Radio Engineering. 1981, no. 9, pp. 44–46. (In Russ.)

4. Besekerskii V. A., Popov E. P. *Teoriya sistem avtomaticheskogo regulirovaniya* [Theory of Automatic Control Systems]. Moscow, *Nauka*, 1975, 768 p. (In Russ.)

5. Gonorovskii I. S. *Radiotekhnicheskie tsepi i signaly* [Radio Circuits and Signals]. Moscow, Radio and Communications, 1986, 460 p. (In Russ.)

6. Aleksandrov V. A., Markova L. V., Smirnov V. A., Kazakov Y. V. Analysis of Results of Development of Energy Effecient Broadband Hydroacoustic Transmitting Devices for Sound Underwater Communications. Hydroacoustics. 2017, no. 32 (4), pp. 56–64. (In Russ.)

7. Aleksanyan A. A., Galakhov V. A., Pershikov A. M. Calculation of Pulse Process Durations in Amplifiers with Adaptive Pulse Width Modulation. News of Universities of the USSR. Radioelectronics. 1979, no. 9, pp. 48–51. (In Russ.)

8. Polov K. P. To The Study of the Stability of the Amplifier in the D Mode with Feedback. Radio Engineering. 1974, no. 1, pp. 79–82. (In Russ.)

9. Suciu I., Ogrutan P. L., Pana G. Comparison Between the Current Feedback Amplifier and the Modern Voltage Feedback Amplifier. IEEE 21st Intern. Symp. for Design and Technology in Electronic Packaging. Piscataway, IEEE, 2015, pp. 249–252. doi: 10.1109/SIITME.2015.7342334

10. Alexandrov V. A., Aleksanyan A. A., Galakhov V. A. Stability of Amplifyiers with Pulse-Width Modulation. Development and Introduction of New Technology of Radio Receiving Devices. Proc. of the All-Russian Scientific and Technical Conf. Moscow, *Radio i Svyaz'*, 1985, p. 97. (In Russ.)

11. Alexandrov V. A., Kazakov Yu. V., Kiselev P. A. Method of Dynamic Limitation of the Output Current of a Class D Amplifier. Applied Technologies of Hydroacoustics and Hydrophysics. Proc. of 12th All-Russian Conf. St Petersburg, Nauka, 2014, pp. 121–123. (In Russ.)

12. Foresight J., Malcolm M., Moler C. Computer Methods for Mathematical Computations. Transl. by H. D. Ikramova. Moscow, *Mir*, 1980, 280 p. (In Russ.)

13. Ignatiev K. V., Kazakov Yu. V., Markova L. V. Features of Use of Feedback Key Amplifiers with Pulse-Width Modulation. Advanced Technologies of Hydroacoustics and Hydrophysics. Proc. of the XIV All-Russian Conf. SPb., LEMA, 2018, pp. 131–133. (In Russ.)

Information about the authors

Vladimir A. Alexandrov, Dr Sci. (Eng.) (2017), Senior Researcher (1994), Head of Research Laboratory of JSC Concern Okeanpribor. The author of 38 scientific publications and more than 150 patents for inventions. Area of expertise: development of key amplifiers of sonar transmitting devices.

Address: JSC Concern Okeanpribor, 46, Chkalovskii Pr., St Petersburg 197376, Russia E-mail: info@niibriz.ru

https://orcid.org/0000-0002-3418-6953

Sergey A. Kalashnikov, Senior Researcher of Research sector, Postgraduate Student at the Basic Department of JSC Concern Okeanpribor. The author of 19 scientific publications and 8 patents for inventions. Area of expertise: power electronics for hydro acoustics problems.

Address: JSC Concern Okeanpribor, 46, Chkalovskii Pr., St Petersburg 197376, Russia E-mail: KalashnikovSA@inbox.ru

Lyubov V. Markova, Engineer of the 1st category of JSC Concern Okeanpribor, Postgraduate Student at the Department of Radio Communications and Broadcasting of the St. Petersburg State University of Telecommunications named after Prof. M. A. Bonch-Bruevich. The author of 17 scientific publications. Area of expertise: radio engineering, generator devices, power amplifiers.

Address: JSC Concern Okeanpribor, 46, Chkalovskii Pr., St Petersburg 197376, Russia E-mail: ljubvblinva@mail.ru

https://orcid.org/0000-0002-3328-0219

Радиолокация и радионавигация УДК 621.391 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-1-44-57

Научная статья

Синтез обобщенного алгоритма обработки и формирования данных по отраженным сигналам от сложных целей

Сунг Ха Во¹, Трунг Киен Нгуен¹, Фунг Бао Нгуен²[∞], Куанг Хиеу Данг²

¹Национальный институт науки и технологий, Ханой, Вьетнам ²Технический университет им. Ле Куй Дона, Ханой, Вьетнам

[™] nguyenphungbao@lqdtu.edu.vn

Аннотация

Введение. Повышение качества входной информации для системы траекторной обработки (TO) на основе повышения точности измерений радиолокационных (PЛ) сенсоров является одним из очевидных подходов. Однако при этом РЛ-цели могут стать "сложными целями", имеющими несколько отметок на выходе обнаружителя. Это затрудняет точную оценку кинетических параметров целей в системе TO. В статье представлены результаты синтеза обобщенного алгоритма обработки и формирования данных из отраженных сигналов сложных целей, позволяющего точно оценить кинетические параметры для решения задачи TO.

Цель работы. Краткое изучение причин формирования "сложных целей". Синтез обобщенного алгоритма обработки и формирования данных по отраженным сигналам от сложных целей на основе теории обработки РЛ-изображений.

Материалы и методы. Теория цифровой обработки сигналов; прикладная теория обработки РЛ-изображений; MATLAB Simulink Toolboxes для моделирования обработки РЛ-изображений; методы нечеткой кластеризации.

Результаты. На основе анализа некоторых характеристик сложных целей и теории обработки РЛ-изображений синтезирован обобщенный алгоритм обработки и формирования данных отраженных сигналов от этого класса целей, являющихся предпосылкой для точной оценки их "представительной отметки" при решении задачи ТО.

Заключение. В статье проведен анализ особенностей формирования сложных целей в РЛ-технике и их особенностей при точной оценке истинной отметки; синтезирован обобщенный алгоритм обработки и формирования РЛ-сигналов, отраженных от сложных целей, являющийся основой при решении задач ТО.

Ключевые слова: сложные цели, траекторная обработка, матрица интенсивностей составляющих отраженного сигнала, матрица пикселей радиолокационного изображения, радиолокационная информация

Для цитирования: Синтез обобщенного алгоритма обработки и формирования данных по отраженным сигналам от сложных целей / Сунг Ха Во, Трунг Киен Нгуен, Фунг Бао Нгуен, Куанг Хиеу Данг // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 44–57. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-44-57

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 16.11.2022; принята к публикации после рецензирования 16.01.2023; опубликована онлайн 28.02.2023

Radar and Navigation

Original article

Synthesis of a Generalized Algorithm for Processing and Generating Data on Reflected Signals from Complex Targets

Xung Ha Vo¹, Trung Kien Nguyen¹, Phung Bao Nguyen^{2⊠}, Quang Hieu Dang²

¹National Institute of Science and Technology, Ha Noi, Viet Nam ²Le Quy Don University of Science and Technology, Ha Noi, Viet Nam

⊠ nguyenphungbao@lqdtu.edu.vn

Abstract

Introduction. The quality of input information for trajectory processing (TP) systems can be improved by increasing the measurement accuracy of radar sensors (RS). However, in such a case, radar targets acquire the characteristics of complex targets having several marks at the output of the detector. This makes it difficult to accurately assess the kinetic parameters of targets in a TP system. In this respect, the development of a generalized algorithm for processing and generating data from the reflected signals of complex targets seems a relevant research task.

Aim. To investigate reasons for the formation of complex targets and, using the theory of radar image processing, to synthesize an algorithm for processing and generating data on reflected signals from a complex target.

Materials and methods. The following methodological approaches were used: the theory of digital signal processing; applied theory of radar image processing; MATLAB Simulink Toolboxes for simulating radar image processing; some prerequisites for fuzzy clustering methods.

Results. Following an analysis of some characteristics of complex targets and the theory of radar image processing, an generalized algorithm was synthesized for processing and generating data of reflected signals from this class of targets. The results can be used to improve the measurement accuracy of their representative point when solving the TP problem.

Conclusion. Reasons for the formation of complex targets in radar technology were analyzed. Their specific features consist in the need to accurately assess a true mark. A generalized algorithm for processing and generating these signals reflected from complex targets was proposed. The results can serve as a basis for solving the TP problem.

Keywords: complex target, trajectory processing, intensity matrices of reflected signal components, pixel matrices of radar images, radar information

For citation: Vo Xung Ha, Nguyen Trung Kien, Nguyen Phung Bao, Dang Quang Hieu. Synthesis of a Generalized Algorithm for Processing and Generating Data on Reflected Signals from Complex Targets. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 44–57. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-44-57

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

Submitted 16.11.2022; accepted 16.01.2023; published online 28.02.2023

Введение. Как известно, в радиолокационной (РЛ) технике и технологии качество всего процесса обработки РЛ-информации оценивается качеством траекторной обработки (ТО) целей [1–4]. Одним из направлений улучшения качества ТО является повышение точности измерений и разрешающей способности радарных сенсоров (РЛ-сенсоров). С этой точки зрения в качестве зондирующего сигнала современные сверхширокополосные (СШП) и сверхкороткоимпульсные (СКИ) сигналы обладают высокими потенциальными возможностями для точного обнаружения и идентификации различных типов целей [5–13]. Однако это может привести к тому, что почти все цели будут находиться в классе сложноструктурных целей (сложных целей (СЦ) – complex target) и затруднять точную оценку кинетических параметров для решения различных вопросов ТО. Особенно важными являются задачи их своевременной фильтрации и точного сопровождения траектории. Согласно [3, 5, 9–11] одной из особенностей СКИ-сигналов является то, что длительность зондирующего импульса ($\tau_{30Hd} = \tau_{им}$) намного меньшее длительности отраженного (τ_{orp}). К настоящему времени

.....

Синтез обобщенного алгоритма обработки и формирования данных по отраженным сигналам от сложных целей Synthesis of a Generalized Algorithm for Processing and Generating Data on Reflected Signals from Complex Targets опубликовано немало работ, связанных с обнаружением сложных целей и их применением в различных задачах. Особенно подробно рассмотрены задачи, связанные с обработкой и анализом данных для формирования РЛ-портретов целей при классификации и распознавании [5– 7], а то, что связано с формированием данных для точной оценки отметок, являющихся входным источником информации для ТО этого класса целей, исследовано в меньшей степени.

Материал этой статьи представляет некоторые результаты исследований по точному определению отметок, полученных от СЦ, идея которой была обсуждена в [12]. Во втором разделе статьи кратко представлена проблема формирования сложных целей и их особенности при обнаружении и обработке отраженных сигналов. В третьем разделе представлены результаты синтеза блок-схемы обработки и формирования данных сигналов, отраженных от СЦ. Некоторые результаты исследования и комментарии представлены в четвертом разделе.

Проблема формирования сложных целей и их особенности. Общее уравнение радиолокации. Предположим, что однопозиционный РЛсенсор, имеющий рабочую частоту f, направленно излучает энергию $E_{\rm изл}(f)$ в объемный угол $\Omega_{\rm изл}$ для обнаружения цели со средним значением эффективной площади рассеивания (ЭПР) $\overline{\sigma}_{\rm ц}(f)$, который находится от сенсора на расстоянии r(f). При этом, если приемная антенна имеет эффективную площадь (ЭП) вида $A_{\rm при}(f)$, то отраженная к ней энергия от цели определяется выражением

$$E_{\Pi P H}(f) = \frac{E_{H3\Pi}(f)}{\Omega_{H3\Pi}} \frac{\overline{\sigma}_{II}(f)}{r^2(f)} \frac{1}{4\pi} \frac{A_{\Pi P H}(f)}{r^2(f)},$$

где $E_{\rm изл}(f)/\Omega_{\rm изл}$ – плотность энергии излучения в единице объемного угла; $\overline{\sigma}_{\rm II}(f)/r^2(f)$ – объемный угол, экранированный целью с ЭПР $\overline{\sigma}_{\rm II}(f)$, которая находится на расстоянии r(f) от сенсора; $1/(4\pi)$ – коэффициент, определяющий равномерное вторичное излучение в сферическом пространстве с объемным углом 4π ;

 $A_{\Pi P H}(f)/r^{2}(f)$ – объемный угол, экранированный ЭП приемной антенны $A_{\Pi P H}(f)$.

Тогда максимальная дальность обнаружения цели в свободном пространстве будет определяться выражением

$$r(f) = 4 \frac{\overline{E_{\text{изл}}(f)A_{\text{при}}(f)\overline{\sigma}_{\text{ц}}(f)}}{4\pi\Omega_{\text{изл}}E_{\text{при}}(f)}.$$
 (1)

В (1) информация об обнаруживаемой цели представлена величиной $\overline{\sigma}_{\text{ц}}(f)$, значение которой зависит от частоты зондирующего сигнала.

Свойства сложных целей в задаче обнаружения.

1. При фиксированной частоте излучения $\overline{\sigma}_{\mu}(*)$ зависит от угла наблюдения θ , определяемого линией между целью и сенсором и линией, совпадающей с направлением движения цели $\theta \triangleq (-\mathbf{r}_{\mu}, \mathbf{v}_{\mu})$. На основе некоторых предложений, описанных в [14–17], и инструмента симуляции [18, 19] на рис. 1 представлен результат моделирования вторичной диаграммы направленности (ВДН) модели корабля морской полиции РЛ-сенсором, работающим в диапазоне X с шириной импульса $\tau_{\rm им} \sim 1$ мкс, полученный с помощью инструмента симуляции "Radar target backscattering simulation soft-ware" при наблюдении за кораблем морской полиции.



Рис. 1. Результат моделирования ВДН модели корабля морской полиции РЛ-сенсором, работающим в диапазоне *X* с $\tau_{\rm им} \sim 1$ мкс

Fig. 1. Results of simulating the SDR of a navy police ship by a radar system operating in the X band with $\tau_{HM} \sim 1 \,\mu s$



Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 44-57

Рис. 2. Результаты моделирования портретов интенсивности принимаемого сигнала от модели корабля морской полиции, косвенно выраженных через величины $\sigma_{\mu}(\theta)\Big|_{X-\text{band}}$ при двух углах наблюдения: $a - \theta = 90^\circ$; $\delta - \theta = 0^\circ$

Fig. 2. Results of simulating the portraits of the received signal from the model of a naval police ship,

expressed indirectly in terms of the quantities $\sigma_{II}(\theta)\Big|_{X-\text{band}}$ at two viewing angles: $a - \theta = 90^\circ$; $\delta - \theta = 0^\circ$

Нетрудно заметить, что при изометрических условиях наблюдения дальность обнаружения будет зависеть от угла наблюдения:

 $r = f(\theta).$

 Классификация цели ("простой – точечной" или "сложной – многоточечной" формы) основана на соотношении между объемом разрешения, который определяется параметрами РЛ-сенсора: *f* – рабочая частота; τ_{им} – длительность импульса зондирующего сигнала; ширина главного луча β_{0.5}, ε_{0.5} антенной системы, и линейными размерами l_{II} самой цели.

При $\lambda > l_{II}$ цель будет отнесена к классу "простых – точечных" целей, информация о которых будет выражаться через "фоновую" блестящую точку (БТ) σ_{IIO} , а при $\lambda < l_{II}$ и $\lambda <<< l_{II}$ цель будет принадлежать к классу "сложных", информация о которых выражается через $\sigma_{II}(f, \theta)$:

$$\sigma_{\mathrm{II}}(f,\theta) = \sigma_{\mathrm{II}0}(f) + \sum_{\theta_i}^n \sigma_{\mathrm{II}}(f,\theta_i)$$

где $\sigma_{IIO}(f)$ – "фоновая" БТ, величина которой зависит от f; $\sigma_{II}(f, \theta_i)$ – значение ЭПР для каждой удельной БТ, величина которой зависит от f и угла θ_i .

Это значит, что сложные цели можно рассматривать как многоблестящие (многоточечные) цели, величина $\sigma_{\rm II}(f,\theta_i)$ которых зависит от угла наблюдения и суперпозицирована на фоне величины "фоновой" БТ $\sigma_{\rm II0}$. На рис. 2, *а* и δ представлены результаты моделирования портретов интенсивности принимаемого нормированного сигнала ($U_{\rm HopM} = U(\theta)/U_{\rm max}$) от модели корабля морской полиции, косвенно выраженных через величины $\sigma_{\rm II}(\theta)|_{X-{\rm band}}$ при двух углах наблюдения $\theta = 90^\circ$ и $\theta = 0^\circ$ с помощью инструмента симуляции [18, 19].

3. Из приведенного анализа в сочетании с результатами моделирования можно сделать следующие выводы:

– свойства целей (точечных или сложных) в основном зависят от соотношения между объемом разрешения радара и размерами самой цели. Повышение качества обработки информации на основе повышения точности измерений РЛ-сенсоров может привести к тому, что обнаруживаемые цели будут принадлежать к классу СЦ с множеством БТ;

 количество БТ для СЦ, определяющих формирование множества "точечных отражателей", зависит от угла наблюдения и суперпозиции на фоне σ_{ц0}. Это происходит из-за того,

что в отраженном сигнале будет много составляющих, значение амплитуды которых превышает порог обнаружения;

.....

Синтез обобщенного алгоритма обработки и формирования данных по отраженным сигналам от сложных целей Synthesis of a Generalized Algorithm for Processing and Generating Data on Reflected Signals from Complex Targets

пространственное корреляционное соотношение этих "точечных отражателей" для СЦ
 очень мало и полностью зависит от соотношения между координатами РЛ-сенсора и направлением движения цели.

Поэтому проблема формирования и оценки единой "представительной" отметки и назначения ее "отметкой обнаружения" в каждом периоде обзора РЛ-сенсора для этого класса целей является актуальной задачей. И до этого необходимо реализовать предварительную обработку. Она заключается в том, что на основе формирования матрицы данных, полученных из отраженных сигналов, выполняют точную оценку возможных признаков (параметров) "промежуточных" отметок, каждая из которых является "представителем" подмножества составляющих точечных отражателей, имеющих похожие характеристики.

В качестве примера на рис. З приведены изображения на экране анализатора РЛ-сенсора целей в двух разных режимах масштабирования. В режиме масштабирования $\Delta\beta = \delta_{\beta} \times n = 88^{\circ}$ и $\Delta r = \delta_r \times m = 18$ км наблюдаются разные цели (рис. 3, а), а в режиме более детального масштабирования $\Delta\beta = 22^\circ$; $\Delta r = 2$ км наблюдается одна цель (рис. 3, δ). Здесь ($\delta_{\beta} \times \delta_{r}$) – размеры одного пикселя по азимуту и дальности; *n* и *m* – число пикселей по азимуту и дальности при масштабировании соответственно. И по методике, описанной в [6, 9, 10], отраженный от цели сигнал после предобработки будет иметь вид матриц РЛ-данных изображения (матриц интенсивностей составляющих отраженного сигнала (МИС) или матриц пикселей РЛ-изображения (МПИ)), представленных на рис. 4 в портретном



Puc. 3. Экран анализатора РЛ-сенсора в двух режимах масштабирования: $a - \Delta\beta = 88^{\circ}$; $\Delta r = 18$ км; $\delta - \Delta\beta = 22^{\circ}$; $\Delta r = 2$ км *Fig. 3.* Radar sensor analyzer screen in two zoom modes in two zoom modes: $a - \Delta\beta = 88^{\circ}$; $\Delta r = 18$ km; $\delta - \Delta\beta = 22^{\circ}$; $\Delta r = 2$ km



Синтез обобщенного алгоритма обработки и формирования данных по отраженным сигналам от сложных целей Synthesis of a Generalized Algorithm for Processing and Generating Data on Reflected Signals from Complex Targets (*a*) и табличном (б) виде. Задача следующего раздела заключается в том, чтобы из этих данных МПИ выполнить оценку репрезентативных "промежуточных" отметок, концепция получения которых была представлена ранее.

Синтез обобщенного алгоритма обработки и формирования данных сигналов, отраженных от сложных целей. Некоторые предпосылки:

1. МПИ имеет вид

$$A = [a_{m,n}]; m = 1...M; n = 1...N,$$

где $a_{m,n}$ – значение, соответствующее интенсивности пикселя в позиции $m \times n$; $M \times N$ – размер изображения, соответствующий размеру области анализа $\Delta\beta \times \Delta r$.

2. БТ $\{e_{p,q}\}$; $p \in P \subset M$, $q \in Q \subset N$ – может быть определена как пиксель, который имеет наибольшее значение интенсивности, но может быть не максимальным.

3. В $A = [a_{m,n}]; m = 1...M; n = 1...N$ возможно наличие большого количества БТ или наборов "сходных" пикселей (domain пикселей) по всем признакам.

4. Обычно величина интенсивности БТ лежит в пределах заданного диапазона в зависимости от динамического диапазона приемного устройства РЛ-сенсора. Поэтому для удобства и простоты расчетов можно количественно оценить их по уровням, т. е.

$$A \to E = [e_{m, n}], e_{m, n} = \lfloor a_{m, n} \rfloor;$$
$$m = 1...M; n = 1...N,$$

где $\lfloor x \rfloor = \max \{ n \in Z | n \le x \} = \text{Floor}(x).$

Это будет обеспечено при согласовании динамического диапазона приемного устройства сенсора с разрешающей способностью АЦП.

Математическая основа синтеза алгоритма. Приведем некоторые математические предпосылки:

1. Пусть криволинейная поверхность $A = f(r, \beta)$ имеет проекцию *D* на плоскости О $r\beta$ (рис. 5, *a*). Тогда объем тела *V*, ограниченного $A = f(r, \beta)$ и областью *D*, будет определяться выражением

$$V = \iint_{D} f(r,\beta) dr d\beta \approx \sum_{m} \sum_{n} f(r_{m},\beta_{n}) \delta_{r} \delta_{\beta}.$$

2. Если $f(r, \beta) \rightarrow 1$, то V – тело будет асимптотой к площади области D, т. е. $V \rightarrow S_D$ (рис. 5, δ), которая определяется выражением

$$S_D \approx \sum_m \sum_n \delta_r \delta_\beta.$$

3. Использование двойного интегрирования позволяет оценить центр области, например, для некоторой области *D*, являющейся проек-



Рис. 5. Некоторые математические предпосылки для синтеза блок-схемы: a – поверхность $A = f(r,\beta)$, имеющая проекцию D в плоскости $Or\beta$; δ – рисунок для пояснения процедуры определения S_D ; s – рисунок для пояснения оценки координат $\beta_{\text{центр}D}$ и $r_{\text{центр}D}$ области D

Fig. 5. Mathematical prerequisites for the synthesis of a block diagram: a – surfaces $A = f(r,\beta)$ which has the projection D on the plane $Or\beta$; δ – determination procedure of S_D ; e – determination procedure of coordinates $\beta_{IIeHTPD}$, $r_{IIeHTPD}$ of the area D

цией функции вида $f(r, \beta)$. При этом центр для этой области D будет иметь следующие координаты:

$$\beta_{\text{ILEHTP}D} \approx (1/\nu) \iint_{D} \beta \delta r \delta \beta;$$
$$r_{\text{ILEHTP}D} = (1/\nu) \iint_{D} r dr d\beta,$$

где
$$v = \iint_D f(r,\beta) dr d\beta.$$

Если $f(r, \beta) \rightarrow 1$ и область D дискретизирована по δ_r, δ_β , то:

$$v = S_D \approx \sum_{m} \sum_{n} \delta_r \delta_\beta;$$

$$\beta_{\text{центр}D} \approx (1/v) \sum_{i} \sum_{j} \beta_i \delta_r \delta_\beta;$$

$$r_{\text{центр}D} \approx (1/v) \sum_{i} \sum_{j} r_j \delta_r \delta_\beta.$$

Исходя из этих предпосылок, возможно использовать для оценки координат области D по индексам *n*, *m* следующие соображения. Если область D разбита на ячейки (см. рис. 5, б) с $\delta_r = 1; \delta_\beta = 1$ (в рамках этой статьи это синоним размера пикселей), то S_D рассчитывается суммой ее ячеек (пикселей).

Благодаря тому, что в каждой ячейке значение интенсивности не изменяется:

$$f(r, \beta) \approx 1;$$

$$m_{\text{центр}} \approx (1/S_D) \sum_{(m, n) \in D} m;$$

$$n_{\text{центр}} \approx (1/S_D) \sum_{(m, n) \in D} n;$$

при

$$S_D = \sum_{(m,n)\in D} 1.$$

4. Для сложных целей количество областей $D_{\text{СП}}$ будет больше 1, т. е.

$$D_{\mathrm{CII}} = \{D_1, \dots, D_i\}$$

где *i* – индекс областей *D_i*, входящих в сложную цель.

Таким образом, суть решаемой задачи состоит в определении контурных линий (КЛ), окружающих области одинакового уровня интенсивности сигнала, отраженного от сложной цели. Полученная картина представляет собой портрет из КЛ, описывающих характер распределения интенсивности отраженного сигнала, определяемый в реальном времени, соответствующем периоду обзора РЛ-сенсора. Данными КЛ являются данные, используемые для точного определения параметров (координат, интенсивности и т. д.) каждых составляющих БТ сложных целей.

Синтез обобщенного алгоритма. На рис. 6 представлен обобщенный алгоритм обработки и формирования данных сигналов, отраженных от сложных целей. При этом имеются некоторые замечания:

1. $K \triangleq$ определяется как количество возможных контурных линий; k = 1...K - являетсяиндексом КЛ. В рамках рассматриваемой задачи К также можно рассматривать как число интенсивных (амплитудных) квантовых уровней отраженного сигнала.

2. Е_{тах}, Е_{тіп} – максимальное и минимальное значения интенсивности отраженного сигнала. Размер одного шага, соответствующего одной контурной линии, имеет вид

$$dE_k := (k-1) * \Delta, \ k * \Delta;$$
$$\Delta = \frac{|E_{\max} - E_{\min}|}{K}.$$

3. m = 1...M; n = 1...N – индекс одного пикселя в позиции *m*×*n*. При этом значения шагов по индексам m и n соответствуют δ_r и δ_β. Поэтому можно считать, что некоторая фиксированная позиция *m*×*n* является "отметкой частиц (ОЧ) - particles-point" и полностью аналогична позиции пикселя.

функционирования МПИ Для проверки представлена в виде таблицы данных (табл. 1), значения каждого элемента в которой получены в процессе исследования.

На рис. 7 представлены портрет из контурных линий (а) и 3-координатная голограмма сложной цели (б) (в некоторый момент наблюдения), построенные из МИП (табл. 1) по процедуре приведенной на рис. 6 блок-схемы.



Puc. 6. Обобщенный алгоритм обработки и формирования данных сигналов, отраженных от сложных целей *Fig. 6.* Generalized algorithm for processing and generating data of signals reflected from complex targets



Fig. 7. A portrait of contour lines (*a*) and a 3-coordinate SC hologram (*δ*) constructed from MIP (Tab. 1) according to the synthesized algorithm

Некоторые результаты исследования и комментарии. Экспериментальные исследования проводились при слежении за маневриру-

ющим кораблем среднего размера на дальность 32 мили РЛ-сенсором *Х*-диапазона, работающим в масштабной шкале по дальности 55 мм.

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 44–57 Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 44-57

Табл.	1. МПИ,	представленная	в виде	таблицы	данных
	Tab.	1. PMI presented	as a da	ta table	

.....

		Пиксельная нумерация по азимуту															
		3006	3007	3008	3009	3010	3011	3012	3013	3014	3015	3016	3017	3018	3019	3020	3021
	381	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	382	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	383	0	0	0	0	0	0	0	34	46	90	83	63	46	0	0	0
	384	0	0	0	0	42	62	90	121	140	184	170	131	109	56	52	62
	385	0	0	22	52	96	125	162	196	215	241	232	200	186	150	140	138
	386	0	28	49	85	135	163	202	230	236	250	252	238	238	214	196	178
	387	0	39	57	90	136	158	193	220	228	225	232	231	231	226	205	175
	388	0	31	46	71	108	125	152	166	168	161	179	194	210	211	186	151
	389	0	0	29	47	74	88	109	121	123	119	131	145	157	156	140	109
	390	0	0	0	26	47	60	78	91	95	99	107	119	129	122	114	91
	391	0	0	0	0	22	34	51	66	78	96	107	121	130	119	117	104
	392	0	0	0	0	0	0	30	47	70	98	116	139	154	150	155	150
	393	0	0	0	0	0	0	20	34	63	91	117	150	176	191	203	207
	394	0	0	0	0	0	0	0	0	49	73	104	144	177	208	225	232
сти	395	0	0	0	0	0	0	0	0	27	44	76	118	150	187	206	214
рно	396	0	0	0	0	0	0	0	0	0	27	55	88	112	144	163	172
ия по дал	397	0	0	0	0	0	0	0	0	0	22	40	62	76	99	117	125
	398	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	25	38	45	65	78	85
ерац	399	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	21	27	37	50	57
нум	400	0	0	0	0	0	0	0	0	0	22	22	26	30	22	36	47
ыная	401	0	0	0	0	0	0	0	0	0	50	55	66	70	51	70	87
ксел	402	0	0	0	0	0	0	0	21	53	114	130	140	145	126	151	172
Пи	403	0	0	0	0	0	0	27	55	108	165	192	213	223	223	240	255
	404	0	0	0	0	0	0	43	77	138	189	224	254	255	255	255	255
	405	0	0	0	0	0	0	42	81	143	194	229	255	255	255	255	255
	406	0	0	0	0	0	0	36	78	140	194	230	252	254	255	255	255
	407	0	0	0	0	0	0	32	76	132	180	218	237	245	255	255	255
	408	0	0	0	0	0	0	26	69	117	158	198	219	235	255	255	254
-	409	0	0	0	0	0	0	0	53	91	121	167	189	215	248	248	244
	410	0	0	0	0	0	0	0	33	58	76	119	140	170	202	202	198
	411	0	0	0	0	0	0	0	0	28	37	73	91	117	143	144	142
	412	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	34	49	69	92	93	91
	413	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	23	37	53	55	54
	414	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	20	24	25
	415	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	416	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	417	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

На рис. 8 представлены портрет РЛизображения (а), его портрет из контурных линий (б) и портрет 3-координатной голограммы (в) для некоторых близких периодов обзора.

Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 44–57 Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 44–57



Рис. 8. Портрет РЛ-изображения (a), портрет из контурных линий (б) и портрет 3-координатной голограммы (в) для некоторых близких периодов обзора сенсором X-диапазона при слежении за маневрирующим кораблем среднего размера

Fig. 8. Portrait of radar image (a), portrait of contour lines (δ) and portrait of 3 coordinate hologram (в) for some closely different survey periods by the X band sensor when tracking a medium-sized maneuvering ship

Для оценивания работоспособности алгоритма были проведены исследования возможности наблюдения и обработки данных с различным количеством целей в зоне обнаружения РЛ-сенсора. При проведении исследования использован РС Dell Optiplex 3050, процессор Core I5-7500 (3.4 ГГц); оперативная память 8 Гбайт, жесткий диск SSD 240 Гбайт, 64-битная ОС Win10Pro. В табл. 2 представлены результаты исследований.

По результатам экспериментальных исследований можно сделать следующие выводы:

Табл. 2. Результаты исследований работоспособности алгоритма

Tab. 2. Verification of the synthesized algorithm

N⁰	Число целей в зоне обнаружения	Время обработки и формирования данных, с
1	5	~0.064
2	9	~0.17
3	15	~0.2
4	26	~0.39
5	36	~0.58

1. Точная оценка координатных параметров цели для предоставления данных на вход устройства ТО является совершенно правильным подходом. Однако решение этой проблемы на основе повышения точности измерения РЛсенсора может привести к тому, что наблюдаемые цели автоматически сами станут сложными целями и будут иметь множество отметок, позиции которых находятся в разных координатах (хотя бы близко находящихся) за один период обзора. И это противоречило бы одному из условий ассоциации отметок к траектории цели при помощи фильтров сопровождения.

2. Оценка (в реальном времени, соответствующем каждому периоду обзора) каждых составляющих отраженных отметок для сложных целей на основе вышепредставленного подхода обработки РЛ-изображений позволяет не только определить характеристики локационной позиции, но и их интенсивность. Это дает возможность точного определения "квазиистинной" отметки (от-

Синтез обобщенного алгоритма обработки и формирования данных по отраженным сигналам от сложных целей Synthesis of a Generalized Algorithm for Processing and Generating Data on Reflected Signals from Complex Targets метки-представителя), являющейся входными данными системы TO.

3. Хотя процесс исследований еще не завершен, по данным из табл. 2 можно сделать вывод, что с помощью обычной компьютерной системы предоставление необходимых данных РЛ-сенсорами может обеспечиваться в реальном времени.

Вывод. Материал данной статьи описывает результаты решения следующих задач:

1. Краткое обобщение и анализ особенностей формирования сложных целей в радиолокационной технике и обоснование необходимости точной оценки истинной отметки этого класса целей для обеспечения входных данных системы TO.

2. На основе подхода для обработки РЛизображений был синтезирован обобщенный алгоритм обработки и формирования данных сигналов, отраженных от сложных целей, из которых можно формировать условия для точной оценки репрезентативный отметки (отметки-представителя) при решении вопроса ТО в РЛ-сенсорах в реальном времени.

3. Представлены результаты симуляции и экспериментальных исследований для проверки реальных возможностей синтезированного алгоритма.

Однако нужно сказать о том, что в статье не были представлены материалы, связанные с алгоритмом оценки репрезентативной отметки сложных целей для решения задачи ТО. Этот вопрос будет рассмотрен в другой статье.

Авторский вклад

Сунг Ха Во – проведены исследования сложных моделей целей с использованием профессиональной программы симуляции для получения портрета сигнала, отраженного от сложной цели под разными углами наблюдения; проведены экспериментальные исследования сенсором Х-диапазона; проведен анализ полученных данных по синтезированному алгоритму.

Трунг Киен Нгуен – научная поддержка, в том числе: при помощи MATLAB были синтезированы входные данные для имитационного моделирования; были указаны результаты, которые должны быть получены в процессе исследования.

Фунг Бао Нгуен – научное руководство, научное консультирование по математическим моделям в области РЛ-технологии, РЛ-обработки данных и изображений; руководство при проведении экспериментальных исследований сложных целей сенсором *X*-диапазона.

Куанг Хиеу Данг – научная поддержка в части синтезирования и корректирования процедуры алгоритма; помощь в обработке полученных данных.

Author's contribution

Vo Xung Ha, studies of complex target models were carried out using a professional simulation program to obtain a portrait of a signal reflected from a complex target at different viewing angles; experimental studies were carried out with an X-band sensor; the analysis of the obtained data according to the synthesized algorithm was carried out.

Nguyen Trung Kien, scientific support, including: using MATLAB, input data for simulation modeling were synthesized; the results that should be obtained during the research process were indicated.

Nguyen Phung Bao, scientific guidance, scientific consulting on mathematical models in the field of radar technology, radar data and image processing; guidance in conducting experimental studies of complex targets with an *X*-band sensor.

Dang Quang Hieu, scientific support in terms of synthesizing and correcting the algorithm procedure; assistance in processing the received data.

Список литературы

1. Чухломин И. Е., Файзулин Н. А. Анализ обнаружителя LOG-CFAR с цифровым адаптивным порогом обнаружения на фоне морских помех // Журн. радиоэлектроники. 2015. № 2. С. 1–20.

2. Dejan Ivkovié, Milenko Andrić, Bojan Zrnić. Detection of Very Close Targets by Fusion CFAR Detectors // Scientific Technical Review. 2016. Vol. 66, № 3. P. 50–57.

3. Мохамед Б. Эль Машад. Преимущества новой стратегии для процессоров CFAR по сравнению с моделью Неймана–Пирсона при обнаружении флуктуирующих целей, описываемых распределением хиквадрат с четырьмя степенями свободы // Вісті вищих учбових закладів. Радіоелектроніка. 2018. Т. 61, № 9. С. 487–507. doi: 10.20535/S0021347018090017

4. Thomas A. Detection and estimation theory and its applications. NJ: Pearson/Prentice Hall, 2006. 653 р. 5. Горбунова А. А. Разработка алгоритма получения точечного портрета сложной цели по комплекс-

on Reflected Signals from Complex Targets

ному радиолокационному изображению // Электронный журн. "Труды МАИ". 2011. № 45. URL: https://mai.ru/upload/iblock/1aa/rus.pdf?referer=https% 3A%2F%2Fyandex.ru%2F (дата обращения 03.02.2023)

6. Доросинский Л. Г., Трухин М. П. Оптимальная обработка радиолокационных изображений, формируемых в РСА. М.: Издательский дом Академии естествознания, 2017. 212 с.

7. Доросинский Л. Г., Трухин. М. П. Прием и обработка сигналов от сложных целей. М.: Издательский дом Академии естествознания, 2018. 264 с.

8. Миронов О. С., Сазонов Д. Д. Особенности корреляционного приема пачек СКИ. Радиопромышленность. 2017. № 1. С. 31-36. doi: 10.21778/2413-9599-2017-1-31-36

9. Коновалюк М. А., Кузнецов Ю. В., Баев А. Б. Идентификация объектов сложной формы в сверхкороткоимпульсной радиолокации // Материалы III Всерос. конф. "Радиолокация и радиосвязь" – ИРЭ РАН. Москва, 26-30 окт. 2009. М.: ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, 2009. С. 932-936.

10. The ISAR Image Post-Processing for Multi-Point Target Identification / M. Konovalyuk, A. Gorbunova, Y. Kuznetsov, A. Baev // Intl J. of Electronics and Telecommunications. 2011. Vol. 57, № 4. P. 433-436. doi: 10.2478/v10177-011-0059-y

11. Konovalyuk M., Kuznetsov Y., Baev A. Moving Multy-Scatterer Target Parametric Identification Using Radar Image // 18th Intern. Conf. on Microwaves, Radar and Wireless Communications. Vilnius, Lithuania, 14-16 June 2010. IEEE, 2010. P. 524-528.

12. Старосотников Н. О., Федорцев Р. В. Сравнение по точности алгоритмов определения координат центров изображений в оптико-электронных приборах // Наука и техника. 2018. Т. 17, № 1. С. 79-86. doi: 10.21122/2227-1031-2018-17-1-79-86

13. An Improved Bilateral CFAR Ship Detection Algorithm for SAR Image in Complex Environment / Ai Jiaqiu, Cao Zhenxiang, Ma Yuxiang, Wang Zhanghuai, W. Feifan, Jin Jing // J. of Radars. 2021. № 10(4). P. 499–515. doi: 10.12000/JR20127

14. Моделирование алгоритмов обработки данных радара с синтензированной апертурой космического аппарата для их передачи и формирования радиолокационного изображения / Р. П. Богуш, И. Ю. Захарова, В. М. Чертков, Н. М. Наумович // Вестн. Полоцкого гос. ун-та. Сер. С. 2018. С. 2-8.

15. Филимонов А. Б., Кыонг Ф. Ф. Методы формирования информативных признаков радиолокационных дальностных портретов воздушных целей // Мехатроника, автоматизация, управление. 2016. T. 17, № 4. C. 273–281. doi: 10.17587/mau.17.273-281

16. Mathematical Model of Complex Radio-Location Portrait of Aim with a Final Number of Bright Points / O. M. Shynkaruk, V. A. Kyrylenko, Y. A. Babii, V. V. Polishchuk, A. O. Babaryka, A. I. Chukanov // Visnyk NTUU KPI Seriia - Radiotekhnika Radioaparatobuduvannia. 2020. Iss. 80. P. 23-30. doi: 10.20535/ RADAP.2020.80.23-30

17. Rongchun Hu, Zhenming Peng, Juan Ma. A Vehicle Target Recognition Algorithm for Wide-Angle SAR Based on Joint Feature Set Matching // Electronics. 2019. Vol. 8, iss. 11. P. 1252. doi: 10.3390/ electronics8111252

18. Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering, Recognition, Detection, and Tracking / ed. by Y. D. Shirman. Boston: Artech House, 2002. 294 p.

19. Gorshkow S.A. Radar target backscattering simulation: software and user's manual. Boston: Artech House, 2002. 40 p.

Информация об авторах

Сунг Ха Во – магистр по направлению "Радиолокационная системотехника" (Технический университет Ле Куи Дон (LQDTU), Вьетнам, 2007), аспирант в области "Радиолокационная системотехника". Начальник отдела проектирования систем и антенн в Национальном институте науки и технологий. Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – системотехника; радиолокационная обработка данных; контроль и автоматизация.

Адрес: Национальный институт науки и технологий, 17 Hoang Sam Str., Cau Giay, Ханой, Вьетнам E-mail: voxungha@amst.edu.vn

Трунг Киен Нгуен – кандидат технических наук (2015). Директор Национального института науки и технологий. Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – автоматизация управления и обработка сигналов.

Адрес: Национальный институт науки и технологий, 17 Hoang Sam Str., Cau Giay, Ханой, Вьетнам E-mail: nguyentrungkien@amst.edu.vn

Бао Нгуен Фунг – кандидат технических наук (1996), приглашенный лектор Института системной интеграции (ИСИ)/ Технический университет им. Ле Куи Дона. Специалист по системотехнике, радиоэлектронной и радиолокационной технологии. Автор 28 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокационная обработка информации; радиоэлектронная и радиолокационная технология; системотехника. Адрес: Технический университет им. Ле Куи Дона, 236 Hoang Quoc Viet St., Вас Tu Liem, Ханой, Вьетнам E-mail: baonp@imc.org.vn, nguyenphungbao@lqdtu.edu.vn

Куанг Хиеу Данг – кандидат технических наук (2022), старший исследователь Института системной интеграции (ИСИ)/ Технический университет им. Ле Куи Дона. Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация и радионавигация; телекоммуникации. Адрес: Технический университет им. Ле Куи Дона, 236 Hoang Quoc Viet St., Bac Tu Liem, Ханой, Вьетнам E-mail: hieudq.isi@lqdtu.edu.vn

References

1. Chukhlomin I. E., Faizulin N. A. Analysis of A Detector With A Digital Adaptive Detection Threshold Against The Background Of Sea Noise. J. of Radioelectronics. 2015, no. 2, pp. 1–20. (In Russ.)

2. Dejan Ivkovié, Milenko Andrić, Bojan Zrnić. Detection of Very Close Targets by Fusion CFAR Detectors. Scientific Technical Review. 2016, vol. 66, no. 3, pp. 50–57.

3. Mohamed B. El Mashad. Benefits of a New Strategy for CFAR Processors Compared to the Neyman-Pearson Model in Detecting Fluctuating Targets Described by a Chi-Square Distribution with Four Degrees of Freedom. Radioelectronics. 2018, vol. 61, no. 9, pp. 487–507. doi: 10.20535/S0021347018090017

4. Thomas A. Detection and Estimation Theory and Its Applications. NJ, Pearson/Prentice Hall, 2006, 653 p.

5. Gorbunova A. A. Development of an Algorithm for Obtaining a Point Portrait of a Complex Target from a Complex Radar Image. Electronic J. "Proc. of MAI". 2011, no. 45. Available at: https://mai.ru/upload/iblock/ 1aa/rus.pdf?referer=https%3A%2F%2Fyandex.ru%2F (accessed 03.02.2023)

6. Dorosinsky L. G., Trukhin M. P. *Optimal'naya* obrabotka radiolokatsionnykh izobrazhenii, formiruemykh v RSA [Optimal Processing of Radar Images Generated in SAR]. Moscow, Publ. House of the Academy of Natural Sciences. 2017, 212 p. (In Russ)

7. Dorosinsky L. G., Trukhin, M. P. *Priem i* obrabotka signalov ot slozhnykh tselei [Reception and Processing Of Signals From Complex Targets]. Moscow, Publ. House of the Academy of Natural Sciences. 2018, 264 p. (In Russ.)

8. Mironov O. S., Sazonov D. D. Specific Features of Correlation Reception of Ultrashort Pulses. *Radiopromyshlennost.* 2017, no. 1, pp. 31–36. doi: 10.21778/2413-9599-2017-1-31-36 (In Russ.)

9. Konovalyuk M. A., Kuznetsov Yu. V., Baev A. B. Identifikatsiya ob"ektov slozhnoi formy v cverkhkorotkoimpul'snoi radiolokatsii [Identification of Complex Shape Objects in Ultrashort Pulse Radar]. Proc of. III All-Russ. Conf. "Radiolocation and Radio Communication" – IRE RAS. Moscow, Russia, 26–30 October 2009. Moscow, *IRE im. V. A. Kotel'nikova RAN*, 2009, pp. 932–936. (In Russ.)

10. Konovalyuk M., Gorbunova A., Kuznetsov Y., Baev A. The ISAR Image Post-Processing for Multi-Point Target Identification. Intl J. of Electronics and Telecommunications. 2011, vol. 57, no. 4, pp. 433–436. doi: 10.2478/v10177-011-0059-y

11. Konovalyuk M., Kuznetsov Y., Baev A. Moving Multy-Scatterer Target Parametric Identification Using Radar Image. 18th Intern. Conf. On Microwaves, Radar and Wireless Communications. Vilnius, Lithuania, 14– 16 June 2010. IEEE, 2010, pp. 524–528.

12. Starosotnikov N. O., Fedortsev R. V. Accuracy Comparison of Algorithms for Determination of Image Center Coordinates in Optoelectronic Devices. 2018, vol. 17, no. 1, pp. 79–86. doi: 10.21122/2227-1031 -2018-17-1-79-86 (In Russ.)

13. Ai Jiaqiu, Cao Zhenxiang, Ma Yuxiang, Wang Zhanghuai, W. Feifan, Jin Jing. An Improved Bilateral CFAR Ship Detection Algorithm for SAR Image in Complex Environment. J. of Radars. 2021, no. 10(4), pp. 499–515. doi: 10.12000/JR20127

14. Bohush R., Zaharova I., Chertkov V., Naumovich N. Spacecraft SAR Data Processing Algorithms Modeling for Transmitting and Radar Image Formation. Bulletin of Polotsk State University. Series C. 2018, pp. 2–8.

15. Filimonov A. B., Pham Phuong Cuong. Methods for Formation of the Information Signatures of the Radar Range Profiles of the Aerial Targets. *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*. 2016, vol. 17, no. 4, pp. 273–281. doi: 10.17587/mau.17.273-281 (In Russ.)

16. Shynkaruk O. M., Kyrylenko V. A., Babii Y. A., Polishchuk V. V., Babaryka A. O., Chukanov A. I. Mathematical Model of Complex Radio-Location Portrait of Aim with a Final Number of Bright Points. Visnyk NTUU KPI Seriia – Radiotekhnika Radioaparatobuduvannia. 2020, iss. 80, pp. 23–30. doi: 10.20535/ RADAP.2020.80.23-30

17. Rongchun Hu, Zhenming Peng, Juan Ma. A Vehicle Target Recognition Algorithm for Wide-Angle SAR Based on Joint Feature Set Matching. Electronics. 2019, vol. 8, iss. 11, pp. 1252. doi: 10.3390/ electronics8111252

18. Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering, Recognition, Detection, and Tracking. Ed. by Y. D. Shirman. Boston, Artech House, 2002, 294 p.

19. Gorshkow S. A. Radar Target Backscattering Simulation: Software and User's Manual. Boston, Artech House, 2002, 40 p.

Information about the authors

Vo Xung Ha, Master's degree in "Radar System Engineering" (Le Quy Don Technical University (LQDTU), Vietnam, 2007), PhD student in "Radar Systems Engineering". Head of System and Antenna Design/National Institute of Science and Technology. The author of 4 scientific publications. Area of expertise: system engineering; radar data processing; control and automation.

56

Address: National Institute of Science and Technology, 17 Hoang Sam Str., Cau Giay, Hanoi, Vietnam E-mail: voxungha@amst.edu.vn

Nguyen Trung Kien, PhD (1996). Director of the National Institute of Science and Technology. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: control automation and signal processing.

Address: National Institute of Science and Technology, 17 Hoang Sam Str., Cau Giay, Hanoi, Vietnam E-mail: nguyentrungkien@amst.edu.vn

Nguyen Phung Bao, PhD (1996). Visiting Lecturer of the Institute of System Integration/TU Le Quy Don; Specialist in system engineering; radio-electronic and radar technology. The author of 28 scientific publications. Area of expertise: radar processing of information; radioelectronic and radar technology; system engineering. Address: Le Quy Don Technical University, 236 Hoang Quoc Viet, Hanoi, Vietnam E-mail: baonp@imc.org.vn, nguyenphungbao@lqdtu.edu.vn

Dang Quang Hieu, PhD (2022), senior researcher of the Institute of System Integration/TU Le Quy Don. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: radar and radio navigation; telecommunications. Address: Le Quy Don Technical University, 236 Hoang Quoc Viet, Hanoi, Vietnam E-mail: hieudq.isi@lqdtu.edu.vn

Радиофотоника УДК 621.372.2 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-1-58-67

Научная статья

Особенности построения радиофотонных приемопередающих каналов бортовых систем связи, радиолокации и радиомониторинга

И. В. Унченко[,] А. А. Емельянов

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, Россия

unchenkoivan@gmail.com

Аннотация

Введение. При проектировании современных бортовых систем связи, радиолокации и радиомониторинга остро стоит проблема улучшения качественных характеристик, таких, как увеличение рабочей частоты, расширение мгновенной полосы пропускания и повышения чувствительности приемника, улучшение электромагнитной совместимости. Кроме того, необходимо уменьшать размер системы, ее массу, мощность и стоимость. При этом полупроводниковая сверхвысокочастотная (СВЧ) электроника подошла к границам достижимых частотных и динамических характеристик. Одним из оптимальных решений данной проблемы является использование радиофотонной передающей линии при построении бортовых систем связи, радиолокации и радиомониторинга, в основе которой лежит модуляция лазерного излучения посредством электроабсорбции.

Цель работы. Основная цель данной статьи – исследование передаточных характеристик и коэффициента шума радиофотонной передающей линии, в основе которой лежит модуляция лазерного излучения посредством электроабсорбции, сопоставление теоретических расчетов и практических результатов.

Материалы и методы. Метод внешней модуляции с использованием электроабсорбционного модулятора (ЭАМ), математическое представление коэффициента передачи, коэффициента шума при использовании ЭАМ, метод сопоставления практических результатов в части коэффициента передачи, коэффициента шума и теоретических.

Результаты. Получены теоретические значения коэффициента передачи и коэффициента шума для радиофотонной передающей линии, в основу которой положен метод внешней модуляции с использованием ЭАМ. Представлены экспериментальные результаты исследования коэффициента передачи и коэффициента шума для радиофотонной линии в диапазоне частот от 100 МГц до 16 ГГц и сопоставлены с результатами как для наиболее близких серийно выпускаемых изделий зарубежного производства, так и отечественных исследований радиофотонных линий передачи сигнала.

Заключение. За счет использования ЭАМ и его главного достоинства в части возможности интеграции с лазерным излучателем был спроектирован и изготовлен малогабаритный промышленный образец радиофотонного приемопередатчика, способный передавать радиосигнал на десятки километров в диапазоне частот от 100 МГц до 12 ГГц с значением коэффициента передачи не менее –3 дБ и коэффициента шума не более 36 дБ на верхней рабочей частоте. При этом наиболее близкий аналог, изготавливаемый фирмой "Emcore", при схожих габаритах имеет коэффициент передачи на уровне –30 дБ и в качестве способа передачи использует непосредственную модуляцию лазерного излучения, что значительно снижает дальность передачи СВЧ-сигнала.

Ключевые слова: бортовые системы, радиофотоника, приемопередающий канал, коэффициент шума, внешняя модуляция, ЭАМ

Для цитирования: Унченко И. В., Емельянов А. А. Особенности построения радиофотонных приемопередающих каналов бортовых систем связи, радиолокации и радиомониторинга // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 58–67. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-58-67

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 09.06.2022; принята к публикации после рецензирования 10.01.2023; опубликована онлайн 28.02.2023



Microwave Photonics

Original article

Specific Features of Designing Microwave Photonic Receiving and Transmitting Channels of Onboard Systems for Communication, Radar and Radio Monitoring

Ivan V. Unchenko[⊠], Andrey A. Emelyanov

MIREA - Russian Technological Univefrsity, Moscow, Russia

[™] unchenkoivan@gmail.com

Abstract

Introduction. Designers of modern on-board systems for communication, radar, and radio monitoring face the problem of improving their qualitative characteristics, including the operating frequency, instantaneous bandwidth, receiver sensitivity, and electromagnetic compatibility. In addition, the dimensions, weight, and power of such systems, as well their cost, should be minimized. However, the current semiconductor microwave electronics has reached its limits in terms of frequency and dynamic characteristics. A possible solution consists in the implementation of microwave photonic transmission lines in the design of on-board systems for communication, radar, and radio monitoring on the basis of modulation of laser radiation by means of electro-absorption.

Aim. To study the transfer characteristics and noise figure of a microwave photonic transmission line realized based on the modulation of laser radiation by means of electro-absorption. To compare the results of theoretical calculations and experimental investigations.

Materials and methods. The research methodology involved external modulation using an electro-absorption modulator (EAM), mathematical representation of the transmission coefficient, as well as comparison of the theoretical and practical results.

Results. Theoretical values of the transmission coefficient and noise figure for a microwave photonic transmission line based on the external modulation method using an EAM were obtained. Experimental values of the transmission coefficient and noise figure for a microwave photonic line in the frequency range from 100 MHz to 16 GHz were presented. The obtained data were compared with those of the nearest mass-produced products of foreign production and those presented in domestic publications on microwave photonic signal transmission lines.

Conclusion. The use of an EAM, whose main advantage consists in the possibility of integration with a laser emitter, allowed the authors to design and manufacture a small-sized industrial prototype of a radio-photonic transceiver, capable of transmitting a radio signal over tens of kilometers in the frequency range from 100 MHz to 12 GHz with a transmission coefficient of at least -3 dB and a noise figure no more than 36 dB at the upper operating frequency. At the same time, the closest analogue manufactured by Emcore with similar dimensions has a transmission coefficient of -30 dB and uses direct modulation of laser radiation as a transmission method, which significantly reduces the transmission range of the microwave signal.

Keywords: airborne systems, microwave photonics, receiving and transmitting channel, noise figure, external modulation, EAM

For citation: Unchenko I. V., Emelyanov A. A. Specific Features of Designing Microwave Photonic Receiving and Transmitting Channels of Onboard Systems for Communication, Radar and Radio Monitoring. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 58–67. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-58-67

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

Submitted 09.06.2022; accepted 10.01.2023; published online 28.02.2023

Введение. Современные тенденции развития бортовых систем связи, радиолокации и радиомониторинга требуют существенного улучшения нескольких ключевых рабочих параметров, включая увеличение рабочей частоты, расширение мгновенной полосы пропускания. Кроме того, необходимо уменьшать размер системы, ее массу, мощность и стоимость. Применение радиофотонных компонентов в таких приемопередатчиках может привести к значительному улучшению этих рабочих параметров. Радиофотонные компоненты работают на высоких частотах с очень широкой полосой пропускания и могут эффективно передавать

Особенности построения радиофотонных приемопередающих каналов бортовых систем связи, радиолокации и радиомониторинга Specific Features of Designing Microwave Photonic Receiving and Transmitting Channels

Достоинства и недостатки типов модуляций оптического излучения

Advantages and disadvantages of optical emitting modulation types

Тип модуляции	Достоинства	Недостатки			
Непосредственная модуляция	Малые габариты [10] Простота реализации [10]	Ограничение по рабочему диапазону частот [10] Ограничение по длине линии передачи сигнала до десятка метров [10]			
ММЦ	Широкий диапазон рабочих частот (до 110 ГГц) [11] Большая дальность передачи сигнала (сотни километров) Высокий уровень входного сигнала (12 Вт) [11]; Линейность частотной характеристики [11]	Большие габариты Наличие внешнего лазера Высокая стоимость технического решения			
ЭАМ	Широкий диапазон рабочих частот (до 110 ГГц) [12] Большая дальность передачи сигнала (десятки километров) [13] Линейность частотной характеристики [14] Интегральное исполнение ЭАМ и лазера [15] Низкая стоимость	Динамический диапазон, меньший по сравнению с ММЦ [12] Небольшой коэффициент передачи из-за малой мощности лазеров, интегрируемых с модулятором [15]			

сигналы из радиочастотной области в оптическую и обратно. Наконец, использование оптического волокна для передачи сигналов СВЧдиапазона снижает радиочастотные потери, значительно уменьшает размер и массу кабеля, способствует улучшению электромагнитной совместимости в зоне прокладки линии передачи сигнала [1–6].

Передача СВЧ-сигнала по оптоволокну реализуется модуляцией оптического излучения двумя основными способами: непосредственной модуляцией, внешней модуляцией [7]. При непосредственной модуляции происходит процесс прямого управления условиями генерации излучения [8]. При внешней модуляции используется электрооптический преобразователь (ЭОП), функцию которого может выполнять модулятор Маха–Цендера (ММЦ) или электроабсорбционный модулятор (ЭАМ) [9]. Достоинства и недостатки приведенных способов представлены в таблице.

При проектировании радиофотонного приемопередатчика (РФПП) с учетом его планируемого применения в бортовых системах связи, радиолокации и радиомониторинга были учтены приведенные достоинства и недостатки способов передачи СВЧ-сигнала по оптоволокну и выбрана внешняя модуляция на основе ЭАМ ввиду следующих причин: отсут-





Fig. 1. Schematic representation of a distributed feedback laser integrated with an EAM

ствия длинных линий связи на борту, возможности дальнейшего расширения диапазона частот до 110 ГГц, малых габаритов из-за интегрального исполнения ЭАМ и лазера, низкой стоимости.

Методы. ЭАМ представляет собой полупроводниковое устройство, которое можно использовать для модуляции интенсивности лазерного луча с помощью электрического напряжения. Как правило, данный модулятор изготавливается в интегральном исполнении с лазером (рис. 1) [16].

Схема состоит из трех секций: лазера с распределенной обратной связью (ЛРОС), ЭАМ и секции изоляции электродов. Механизмы электроабсорбции бывают двух типов: эффект Франца–Келдыша, наблюдаемый в обычных объемных полупроводниках; квантоворазмерный эффект Штарка структуры с квантовыми ямами. Оба эффекта заметны вблизи запрещенной зоны полупроводников.

Эффект Франца–Келдыша – изменение оптического поглощения полупроводника при приложении к нему электрического поля. При отсутствии электрического поля наблюдается минимальное поглощение для эффективного оптического модулятора и большое поглощение – при приложении электрического поля. Когда приложено электрическое поле, энергетические зоны наклоняются, и эффективная ширина запрещенной зоны становится меньше, чем ширина запрещенной зоны при нулевом электрическом поле. Таким образом, электроны переходят из валентной зоны в зону проводимости [17].

Влияние электрического поля на спектр поглощения или излучения света квантовой ямы описывает эффект Штарка. В отсутствие электрического поля электроны и дырки находятся внутри квантовой ямы и занимают состояния в пределах дискретного набора энергетических подзон. Таким образом, система может поглощать или излучать только дискретный набор частот света. При приложении внешнего электрического поля состояния электронов смещаются в сторону более низких энергий, а состояния дырок – в сторону более высоких энергий. Это снижает допустимые частоты поглощения или излучения света. За счет приложения внешнего электрического поля электроны и дырки смещаются в противоположные стороны ямы. Таким образом, перекрытие уменьшается, что, в свою очередь, снижает эффективность рекомбинации системы [18].

При внешней модуляции посредством ЭАМ в обобщенном виде коэффициент передачи g и коэффициент шума F_N с учетом потерь в оптоволоконном тракте записываются соответственно [19, 20]:



$$\times \left[\frac{1}{1 + \frac{p_{\pi}t_{BX}\eta_{M}}{2V_{cM}}} \left(R_{M} + \frac{R_{BX}R_{HCT}}{R_{BX} + R_{HCT}} \right) \right]^{2}; \quad (1)$$

$$F_{N} = 1 + \frac{f_{\Pi p}}{g} + \frac{2qp_{\pi}t_{BX}t_{cM}t_{BbIX}\eta_{\Phi\pi}R_{\Phi\pi}}{gkT} + \frac{qp_{\pi}t_{BX}\eta_{M}(1 - t_{cM})R_{HCT}}{1 + \frac{R_{M}(R_{HCT} + R_{BX})}{R_{HCT}R_{BX}}} \right]^{2}, \quad (2)$$

где $p_{\rm n}$ – мощность лазера; $t_{\rm BX}$ – потери оптического сигнала при вводе излучения в ЭАМ; $t_{\rm BbIX}$ – потери оптического сигнала при выводе излучения после процесса; $T_{\rm OITT}$ – потери в оптоволоконном тракте; $R_{\rm dpd}$ – выходное сопротивление фотодиода; $V_{\rm CM}$ – напряжение смещения; $R_{\rm BX}$ – сопротивление входа СВЧ-сигнала; $R_{\rm ист}$ – выходное сопротивление источника сигнала; $\eta_{\rm M}$ – чувствительность модулятора в точке смещения; $R_{\rm m}$ – входное сопротивление ЭАМ; $f_{\rm пp}$ – коэффициент шума приемника; q – элементарный заряд; $t_{\rm CM}$ – точка приложения напряжения смещения; $\eta_{\rm dpd}$ – чувствительность фотодиода; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура.

Выбор расчетных параметров. При проектировании РФПП в целях уменьшения габаритов был выбран лазер с распределенной обратной связью (РОС) с встроенным ЭАМ. Типичная характеристика чувствительности модулятора в точке смещения для данного устройства приведена на рис. 2 [21]. С учетом



61

Особенности построения радиофотонных приемопередающих каналов бортовых систем связи, радиолокации и радиомониторинга

Specific Features of Designing Microwave Photonic Receiving and Transmitting Channels of Onboard Systems for Communication, Radar and Radio Monitoring



Puc. 3. Структурная схема РФПП *Fig. 3.* Block diagram of a microwave photonics transceiver

рабочего диапазона частот от 100 МГц до 12 ГГц, исходя из рис. 2, для дальнейших расчетов значение чувствительности модулятора в точке смещения было принято 0 дБ.

Потери в оптоволоконном тракте в данном случае складываются из потерь, вызванных неоднородностью среды передачи сигнала при соединении патчкордов (0.5 дБ) [22], и потерь в самом оптоволокне длиной 1 км (1 дБ). Таким образом, общее значение составит 1.5 дБ.

DFB-1550-EAM-12 имеет следующие характеристиками: напряжение смещения –1 В, оптическая выходная мощность 3 мВт, входное волновое сопротивление 50 Ом. С учетом того, что потери на ввод и вывод излучения равны и составляют 3 дБ [15], мощность лазера на входе ЭАМ составит ≈ 10 мВт.

В качестве фотодиода использован фотодиод типа 2522 производства фирмы "Emcore" с чувствительностью 0.7 A/Bt. выходным волновым сопротивлением 50 Ом и рабочим диапазоном от 10 МГц до 20 ГГц [24]. Применение данного диода обусловлено дальнейшим расширением планируемым диапазона рабочих частот РФПП до 20 ГГц.

Таким образом, подставив приведенные параметры в (1) и (2) получили значения: $g \approx 0.094 (-20 \text{ дБ}); F_N \approx 263 (24 \text{ дБ}).$

После предварительных расчетов был разработан и изготовлен промышленный образец РФПП (рис. 3). Здесь ВЧУ – высокочастотный усилитель; лазер + ЭАМ – интегрированная фотонная интегральная схема, состоящая из непрерывного лазера и ЭАМ; ФД – фотодиод.

В данной схеме для компенсации потерь электрооптического, оптоэлектронного преобра-

62

зования и снижения коэффициента шума были применены малошумящие ВЧУ, перекрывающие диапазон рабочих частот от 100 МГц до 12 ГГц, с коэффициентом шума не более 3 дБ и коэффициентом передачи 14 дБ.

Внешний вид изготовленного РФПП со снятой крышкой представлен на рис. 4.

Для проведения экспериментальных исследований в части измерений коэффициента передачи и коэффициента шума изготовленного РФПП было собрано 2 рабочих стенда, структурные схемы которых представлены на рис. 5 и 6 соответственно.

В состав стенда для измерения коэффициента передачи входят анализатор цепей, источник питания, РФПП, оптоволоконный кабель длиной 1 км. Стенд для измерения коэффициента шума состоит из анализатора коэффициента шума, источника питания, РФПП, оптоволоконного кабеля длиной 1 км. Все измерения проводились после предварительной калибровки в диапазоне частот от 100 МГц до 12 ГГц.



Рис. 4. Образец РФПП *Fig. 4*. Microwave photonic transceiver – receiver



Puc. 5. Структурная схема стенда для измерения коэффициента передачи *Fig. 5.* Block diagram of a setup for measuring the transmission coefficient



Puc. 6. Структурная схема стенда для измерения коэффициента шума *Fig. 6.* Block diagram of setup for measurement of the noise figure







Fig. 8. Frequency characteristic of noise figure

Результаты измерений коэффициента передачи и коэффициента шума приведены на рис. 7 и 8 соответственно.

Как видно из рис. 8, значение измеренного коэффициента передачи составляет не более 13 дБ и при этом спадает до -3 дБ на частоте 12 ГГц. При вычитании коэффициента усиления применяемых усилителей коэффициент передачи РФПП составит -30 дБ на частоте 100 МГц и -45 дБ на частоте 12 ГГц. При этом коэффициент шума принимает значение 24 дБ и с увеличением частоты повышается до 38 дБ.

Результаты измерения немного отклоняются от теоретических расчетов на высоких частотах, что вызвано частотной зависимостью от потерь при соединении высокочастотных кабелей, потерями в самих кабелях, нелинейностью фотодиода и самого ЭАМ, нелинейностью установленных усилителей. В частности, если расчетные значения коэффициента шума и передачи составляли –20 и –24 дБ соответственно, то полученные значения коэффициента шу-

63

Особенности построения радиофотонных приемопередающих каналов бортовых систем связи, радиолокации и радиомониторинга Specific Features of Designing Microwave Photonic Receiving and Transmitting Channels

ма и передачи составят -30 и -24 дБ соответственно на частоте 100 МГц, -40 и -38 дБ на частоте 12 ГГц.

Сравнивая изготовленный образец РФПП с наиболее близким аналогом фирмы "Етсоге" отметим, что последний при схожих габаритах имеет коэффициент передачи на уровне –30 дБ и в качестве способа передачи использует непосредственную модуляцию лазерного излучения, что значительно снижает дальность передачи СВЧ-сигнала.

Аналогичные исследования проводились в [3-6], объектом исследований выступала радиофотонная линия передач, где в качестве элемента модуляции оптического излучения выступал ММЦ. Результаты данных исследований показали высокую равномерность коэффициента передачи радиофотонной линии (неравномерность коэффициента передачи примерно ±3 дБ в диапазоне частот до 20 ГГц). Тем не менее радиофотонная линия передачи с применением ММЦ обладает такими недостатками, как большие габариты, наличие внешнего лазера, высокая стоимость технического решения, что затрудняет ее применение при построении бортовых систем связи, радиолокации и радиомониторинга. В то время как предлагаемое решение с использованием ЭАМ имеет несколько худшие показатели в части равномерности коэффициента передачи (неравномерность коэффициента передачи примерно ±5 дБ в диапазоне частот до 12 ГГц), за счет интегрального исполнения ЭАМ и лазера значительно упрощается схемная реализация радиофотонной линии. Данный фактор положительно сказывается на габаритах бортовых систем связи, радиолокации и радиомониторинга [23].

Выводы. При построении РФПП из состава современных широкополосных и высокочастотных систем связи, радиолокации и радиомоноторинга наиболее оптимальной будет внешняя модуляция с ММЦ и ЭАМ, поскольку данные типы модуляторов обладают большим рабочим диапазоном частот, равномерной амплитудно-частотной характеристикой, большим динамическим диапазоном. Кроме того, для ЭАМ отдельным преимуществом является интегральное исполнение с лазером, что положительно влияет на массогабаритные характеристики бортовых систем связи, радиолокации и радиомониторинга. При этом в процессе проектирования необходимо учитывать высокие потери при электрооптическом преобразовании даже на низких частотах и применять методы их компенсации.

При сравнении теоретических и практических результатов отмечены небольшие расхождения. В частности, если расчетные значения коэффициента шума и передачи составляли –20 и –24 дБ соответственно, то полученные значения коэффициента шума и передачи составят –30 и –24 дБ соответственно на частоте 100 МГц, –40 и –38 дБ на частоте 12 ГГц. Это вызвано частотной зависимостью от потерь при соединении высокочастотных кабелей, потерями в самих кабелях, нелинейностью фотодиода и самого ЭАМ, нелинейностью установленных усилителей.

Изготовленный образец РФПП в сравнении с наиболее близким аналогом, изготавливаемым фирмой "Етсоге", имеет больший коэффициент передачи и может использоваться для передачи СВЧ-сигнала на расстояние до 25 км. В то же время аналог, ввиду использования непосредственной модуляции лазерного излучения, может применяться для передачи СВЧсигнала на расстояние не более 100 м.

По сравнению с аналогичными исследованиями радиофотонных линий с применением ММЦ, РФПП имеет несколько худшие показатели в части равномерности коэффициента передачи (неравномерность коэффициента передачи примерно ±5 дБ в диапазоне частот до 12 ГГц), но при этом является законченным функциональным устройством.

Образец РФПП реализован в рамках проекта "Разработка, изготовление и испытания прототипа радиофотонного приемопередатчика" и может быть использован при построении модульных когерентных систем [23].

Список литературы

1. Особенности построения бортовой волоконнооптической синхросети / А. А. Емельянов, М. Е. Белкин, Н. В. Топорков, В. А. Масной // Радиотехника. 2017. № 8. С. 121–125.

64

2. Белкин М. Е., Сигов А. С. Новое направление фотоники – сверхвысокочастотная оптоэлектроника // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 8. С. 901–914.

Особенности построения радиофотонных приемопередающих каналов бортовых систем связи, радиолокации и радиомониторинга Specific Features of Designing Microwave Photonic Receiving and Transmitting Channels

3. All-optical RF amplification toward Gpbs communications and millimeter-waves applications / A. L. Muniz, D. F. Noque, R. M. Borges, A. Bogoni, M. Hirano, A. S. Cerqueira // Microwave and Optical Technology Let. 2017. Vol. 59, № 9. P. 2185–2189. doi: 10.1002/mop.30704

4. Повышение коэффициента передачи радиочастотной волоконно-оптической линии за счет управления рабочей точкой внешнего модулятора / А. Н. Петров, А. В. Тронев, В. В. Лебедев, И. В. Ильичев, Е. Н. Величко, А. В. Шамрай // Журн. техн. физики. 2015. Т. 85, № 5. С. 131–136.

5. Универсальный радиофотонный приемный канал микроволнового диапазона / В. В. Валуев, Ю. В. Гуляев, С. М. Конторов, В. В. Кулагин, Д. А. Прохоров, В. А. Черепенин // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63, № 9. С. 1020–1028. doi: 10.1134/S0033849418090218

6. Исследование характеристик фотодетектора с высоким фототоком при передаче сверхвысокочастотного радиосигнала по оптоволокну / И. Ю. Таценко, Т. К. Легкова, А. В. Иванов, А. Б. Устинов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 4. С. 48–56. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-4-48-56

7. Белкин М. Е., Кудж С. А., Сигов А. С. Новые принципы построения радиоэлектронной аппаратуры СВЧ-диапазона с использованием радиофотонной технологии // Russian Technological J. 2016. Т. 4, № 1. С. 4–20. doi: 10.32362/2500-316X-2016-4-1-4-20

8. Shcherbakov V. V., Solodkov A. F., Zadernovsky A. A. Transmission Of Light Intensity Modulation Signals In Analog Fiber-Optic Links // RENSIT. 2016. Vol. 8, № 1. P. 9–24. doi: 10.17725/rensit.2016.08.009

9. A Performance Based Comparative Analysis of High Speed Electro Absorption and Mach-Zehnder Modulators to Mitigate Chromatic Dispersion at 140 GHz Millimeter Wave / A. Latif, A. Hussain, F. Khan, A. Hussain, Y. Khan, A. Munir // Advances in Information Sciences and Service Sciences. 2012. Vol. 4. P. 368–377. doi: 10.4156/aiss.vol4.issue20.44

10. Hunsperger R. Direct Modulation of Semiconductor Lasers // Integrated Optics. New York: Springer, 2009. P. 325–344. doi: 10.1007/b98730_16

11. Афанасьев В. М., Пономарев Р. С. Электрооптические амплитудные модуляторы Маха–Цендера на основе ниобата лития, их модификации и форматы модуляции // Прикладная фотоника. 2017. № 4. С. 337–360. doi:10.15593/2411-4367/2017.04.08

12. Ultra-compact silicon modulator with 110 GHz bandwidth / C. Han, M. Jin, Y. Tao, B. Shen, H. Shu, X. Wang // Optical Fiber Communications Conf. and Ex-

hibition (OFC). Diego, USA, 06–10 March 2022. IEEE, 2022. Paper Th4C.5.

13. Prasad S., Ghatol A., Patil M. A. V. Radio over fiber technology using electro-absorption modulation. Intern // J. of Engineering Science and Technology. 2010. Vol. 2, № 10. P. 5663–5671.

14. Cox III C., Ackerman E. I. Fiber-Optic Analog Radio Frequency Links // Broadband Optical Modulators / ed. by A. Chen, E. Murphy. Boca Raton, Florida: CRC Press, 2016. P. 64–73. doi: 10.1201/b11444-5

15. Optoelectronic Frequency Conversion Employing an Electro-Absorption Modulated Laser for a Cube Satellite Earth Station / S. Fukushima, T. Uezono, S. Ohshima, T. Watanabe, T. Nagayama // Progress in Electromagnetics Research Symp., Toyama, Japan, 01–04 Aug. 2018. IEEE, 2018. P. 257–261. doi: 10.23919/PIERS.2018.8598042

16. Hazra P., Bhattacharya S., Pal S. Effect of noise on Electro Absorption Modulator (EAM) and optimization – Used for optical communication // 1st Intern. Conf. on Emerging Trends and Applications in Computer Science, Shillong, India, 13–14 Sept. 2013. IEEE, 2013. P. 52–56. doi: 10.1109/ICETACS.2013.6691394

17. Duque-Gomez F., Sipe, J. E. The Franz-Keldysh effect revisited: Electroabsorption including interband coupling and excitonic effects // J. of Physics and Chemistry of Solids. 2015. Vol. 76. P. 138–152. doi: 10.1016/j.jpcs.2014.07.023

18. Pedersen T. G., Cornean H. D. Enhanced Stark Effect in Dirac Materials // J. of Physics: Condensed Matter. 2022. Vol. 34, № 43. P. 435301. doi: 10.1088/1361-648X/ac8a34

19. Gain Limit in Analog Links Using Electroabsorption Modulators / G. E. Betts, X. B. Xie, I. Shubin, W. S. C. Chang, P. K. L. Yu // Photonics Technology Let. 2006. Vol. 18, № 19. P. 2065–2067. doi: 10.1109/LPT.2006.883292

20. Shin D.-S. Gain-bandwidth relation of electroabsorption-modulated analogue fibre link: Effect of photocurrent resistance // Electronics Let. 2012. Vol. 48, № 7. P. 387–389. doi: 10.1049/el.2012.0057

21. 50 Gb/s Electro-Absorption Modulator Integrated with a Distributed Feedback Laser for Passive Optical Network Systems / D. Zhou, S. Liang, R. Zhang, Q. Yang, X. Zhu, D. Lu, L. Zhao, W. Wang // Photonics. 2022. Vol. 9, № 10. P. 780. doi: 10.3390/photonics9100780

22. Оптические разъемы: типы, отличия, применение. URL: https://skomplekt.com/opticheskierazemy-connectors/ (дата обращения 24.05.2022)

23. Унченко И. В., Емельянов А. А. Модульная многопозиционная когерентная цифровая радиофотонная система // Russian Technological J. 2022. Т. 10, № 4. С. 27–37. doi: 10.32362/2500-316X-2022-10-4-27-37

Информация об авторах

Унченко Иван Владимирович – старший преподаватель кафедры инженерной экологии техносферы Института радиоэлектроники и информатики, начальник отдела по разработке аппаратных средств Отделения инновации и разработки Научно-технологического центра "Наука", МИРЭА – Российский технологиче-

Особенности построения радиофотонных приемопередающих каналов бортовых систем связи, 65 радиолокации и радиомониторинга Specific Features of Designing Microwave Photonic Receiving and Transmitting Channels

ский университет. Автор 12 научных работ. Сфера научных интересов – радиофотоника, радиолокация, радиоэлектронная борьба.

Адрес: МИРЭА – Российский технологический университет, пр. Вернадского, д. 78, Москва, 119454, Россия E-mail: unchenkoivan@gmail.com

https://orcid.org/0000-0002-6048-3476

Емельянов Андрей Александрович – старший научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории Отделения инновации и разработки Научно-технологического центра "Наука", МИРЭА – Российский технологический университет. Автор 17 научных работ. Сфера научных интересов – радиофотоника, радиолокация, радиоэлектронная борьба.

Адрес: МИРЭА – Российский технологический университет, пр. Вернадского, д. 78, Москва, 119454, Россия E-mail: nd1794@yandex.ru

https://orcid.org/0000-0002-0839-7853

References

1. Emelyanov A. A., Belkin M. E., Toporkov N. V., Masnoy V. A. The Features of Designing Onboard Fiber-Optics Synchronetwork. Radiotekhnika. 2017, no. 8, pp. 121–125. (In Russ.)

2. Belkin M. E., Sigov A. S. Some Trend in Super-High Frequency Optoelectronics. J. of Communications Technology and Electronics. 2009, vol. 54, no. 8, pp. 855–868.

3. Muniz A. L., Noque D. F., Borges R. M., Bogoni A., Hirano M., Cerqueira A. S. All-Optical RF Amplification Towards Gpbs Communications and Millimeter-Waves Applications. Microwave and Optical Technology Let. 2017, vol. 59, no. 9, pp. 2185–2189. doi: 10.1002/mop.30704

4. Petrov A. N., Tronev A. V., Lebedev V. V., Ilyichev I. V., Velichko E. N., Shamray A. V. An Increase in the Transmission Efficiency of an RF Fiber-Optic Line Using the Working Point of an External Modulator. Technical Physics. 2015, vol. 60, no. 5, pp. 761–766.

5. Valuev V. V., Gulyaev Yu. V., Kontorov S. M., Kulagin V. V., Prokhorov D. A., Cherepenin V. A. A Universal Microwave Photonic Receiving Channel. J. of Communications Technology and Electronics. 2018, vol. 63, no. 9, pp. 1080–1088. doi: 10.1134/ S0033849418090218

6. Tatsenko I. Yu., Legkova T. K., Ivanov A. V., Ustinov A. B. Investigation of the Characteristics of a Photodetector with a High Photocurrent when Transmitting Microwave Radio Signals Through an Optical Fiber. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 4, pp. 48–56. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-4-48-56 (In Russ.)

7. Belkin M. E., Kudzh S. A., Sigov A. S. Novel Principles of Microwave Band Radioelectronic Devices Design with the Use of Microwave Photonics Technology. Russian Technological J. 2016, vol. 4, no. 1, pp. 4–20. doi: 10.32362/2500-316X-2016-4-1-4-20 (In Russ.)

8. Shcherbakov V. V., Solodkov A. F., Zadernovsky A. A. Transmission Of Light Intensity Modulation Signals In Analog Fiber-Optic Links. RENSIT. 2016, vol. 8, no. 1, pp. 9–24. doi: 10.17725/rensit. 2016.08.009

9. Latif A., Hussain A., Khan F., Hussain A., Khan Y., Munir A. A Performance Based Comparative Analysis

66

of High Speed Electro Absorption and Mach-Zehnder Modulators to Mitigate Chromatic Dispersion at 140 GHz Millimeter Wave. Advances in Information Sciences and Service Sciences. 2012, vol. 4, pp. 368–377. doi: 10.4156/aiss.vol4.issue20.44

10. Hunsperger R. Direct Modulation of Semiconductor Lasers. *Integrated Optics*. New York, *Springer*, 2009, pp. 325–344. doi: 10.1007/b98730 16

11. Afanas'ev V. M., Ponomarev R. S. Electrooptical Amplitude Modulator Mach-Zehnder Based Lithium Niobate, Their Modifications and Modulation Formats. Applied Photonics. 2017, no. 4, pp. 337–360. doi: 10.15593/2411-4367/2017.04.08 (In Russ.)

12. Han C., Jin M., Tao Y., Shen B., Shu H., Wang X. Ultra-Compact Silicon Modulator with 110 GHz Bandwidth. 2022 Optical Fiber Communications Conf. and Exhibition (OFC). Diego, USA, 06–10 March 2022. IEEE, 2022, paper Th4C.5.

13. Prasad S., Ghatol A., Patil M. A. V. Radio over Fiber Technology Using Electro-Absorption Modulation. Intern. J. of Engineering Science and Technology. 2010, vol. 2, no. 10, pp. 5663–5671.

14. Cox III C., Ackerman E. I. Fiber-Optic Analog Radio Frequency Links. Broadband Optical Modulators. Ed. by A. Chen, E. Murphy. Boca Raton, Florida, CRC Press, 2016, pp. 64–73. doi: 10.1201/b11444-5

15. Fukushima S., Uezono T., Ohshima S., Watanabe T., Nagayama T. Optoelectronic Frequency Conversion Employing an Electro-Absorption Modulated Laser for a Cube Satellite Earth Station. Progress in Electromagnetics Research Symp. Toyama, Japan. 01–04 Aug. 2018. IEEE, 2018, pp. 257–261. doi: 10.23919/PIERS.2018.8598042

16. Hazra P., Bhattacharya S., Pal S. Effect of Noise on Electro Absorption Modulator (EAM) and Optimization – Used for Optical Communication. 1st Intern. Conf. on Emerging Trends and Applications in Computer Science. Shillong, India, 13–14 Sept. 2013. IEEE, 2013, pp. 52–56. doi: 10.1109/ICETACS. 2013.6691394

17. Duque-Gomez F., Sipe, J. E. The Franz-Keldysh Effect Revisited: Electroabsorption Including Interband Coupling and Excitonic Effects. J. of Physics

радиолокации и радиомониторинга

Особенности построения радиофотонных приемопередающих каналов бортовых систем связи,

and Chemistry of Solids. 2015, vol. 76, pp. 138–152. doi: 10.1016/j.jpcs.2014.07.023

18. Pedersen T. G., Cornean H. D. Enhanced Stark Effect in Dirac Materials. J. of Physics: Condensed Matter. 2022, vol. 34, no. 43, p. 435301. doi: 10.1088/1361-648X/ac8a34

19. Betts G. E., Xie X. B., Shubin I., Chang W. S. C., Yu P. K. L. Gain Limit in Analog Links Using Electroabsorption Modulators. Photonics Technology Let. 2006, vol. 18, no. 19, pp. 2065–2067. doi: 10.1109/LPT.2006.883292

20. Shin D.-S. Gain-Bandwidth Relation of Electroabsorption-Modulated Analogue Fibre Link: Effect of photocurrent resistance. Electronics Let. 2012, vol. 48, no. 7, pp. 387–389. doi: 10.1049/el.2012.0057

21. Zhou D., Liang S., Zhang R., Yang Q., Zhu X., Lu D., Zhao L., Wang W. 50 Gb/s Electro-Absorption Modulator Integrated with a Distributed Feedback Laser for Passive Optical Network Systems. Photonics. 2022, vol. 9, no. 10, p. 780. doi: 10.3390/ photonics9100780

22. Optical Connectors: Types, Differences, Application. *SvyazKomplekt*. Available at: https://skomplekt.com/ opticheskie-razemy-connectors/ (accessed 24.05.2022). (In Russ.)

23. Unchenko I. V., Emelyanov A. A. Photonics-Based Modular Multistate Digital Coherent System. Russian Technological J. 2022, vol. 10, no. 4, pp. 27– 37. doi: 10.32362/2500-316X-2022-10-4-27-37

Information about the authors

Ivan V. Unchenko, Senior Lecturer at the Department of Engineering Ecology of the Technosphere of the Institute of Radioelectronics and Informatics, Head of the Hardware Development Department of the Innovation and Development Department of the Science and Technology Center "Science", MIREA – Russian Technological University. The author of 12 scientific publications. Area of expertise: microwave photonic; radar; electronic warfare. Address: MIREA – Russian Technological University, 78, Vernadskogo Pr., Moscow 119454, Russia E-mail: unchenkoivan@gmail.com

https://orcid.org/0000-0002-6048-3476

Andrey A. Emelyanov, Senior Researcher at the Research Laboratory of the Innovation and Development Department of the Science and Technology Center "Science", MIREA – Russian Technological University. The author of 17 scientific publications. Area of expertise: microwave photonic; radar; electronic warfare. Address: MIREA – Russian Technological University, 78, Vernadskogo Pr., Moscow 119454, Russia E-mail: nd1794@yandex.ru https://orcid.org/0000-0002-0839-7853 Электроника СВЧ УДК 537.87 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-1-68-77

Научная статья

Исследование перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра на основе ацетиленовой газовой ячейки

И. Ю. Таценко¹, А. В. Шамрай², С. И. Степанов³, А. Б. Устинов¹

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

²Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе РАН, Санкт-Петербург, Россия

³Центр научных исследований и высшего образования Энсенада, Энсенада, Мексика

⊠ Ustinov rus@yahoo.com

Аннотация

Введение. В последнее время большой научный и практический интерес вызывает разработка перестраиваемых радиофотонных СВЧ-фильтров. Такие радиофотонные СВЧ-фильтры являются хорошей альтернативой существующим радиочастотным решениям, так как характеризуются низкими потерями, обладают широким диапазоном рабочих частот и могут быть легко интегрированы в различные телекоммуникационные системы. Использование ацетиленовой газовой ячейки и лазера с перестраиваемой длиной волны излучения позволяет создать перестраиваемый в широком диапазоне частот радиофотонный СВЧ-фильтр.

Цель работы. Исследование характеристик перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра на основе ацетиленовой газовой ячейки, а также определение способов снижения потерь в полосе пропускания фильтра; численное моделирование характеристик радиофотонного СВЧ-фильтра.

Материалы и методы. Экспериментальное исследование проводилось на экспериментальном макете перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра. Фильтр состоял из лазера с перестраиваемой длиной волны излучения, фазового модулятора, ацетиленовой газовой ячейки, оптоволокна, соединяющего газовую ячейку с фотодетектором, и фотодетектора. Теоретическое исследование проводилось посредством математического моделирования амплитудно-частотных характеристик радиофотонного СВЧ-фильтра.

Результаты. Получены экспериментальные амплитудно-частотные характеристики перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра. Исследована перестройка полосы пропускания фильтра посредством изменения частоты излучения лазера. Приведены результаты теоретического расчета амплитудно-частотных характеристик фильтра. Предложен метод снижения потерь в полосе пропускания радиофотонного СВЧ-фильтра.

Заключение. Предложена конфигурация перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра с использованием ацетиленовой газовой ячейки. Потери в полосе пропускания фильтра составили около –30 дБ. Показано, что для снижения потерь в полосе пропускания фильтра можно использовать лазер с повышенной мощностью излучения и фотодетектор с высоким фототоком.

Ключевые слова: радиофотоника, перестраиваемый СВЧ-фильтр, ацетиленовая газовая ячейка

Для цитирования: Исследование перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра на основе ацетиленовой газовой ячейки / И. Ю. Таценко, А. В. Шамрай, С. И. Степанов, А. Б. Устинов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 68–77. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-68-77

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа поддержана Министерством науки и высшего образования Российской Федерации (Госзадание № 075-01438-22-07, грант № FSEE-2022-0017).

Статья поступила в редакцию 16.12.2022; принята к публикации после рецензирования 17.01.2023; опубликована онлайн 28.02.2023

Original article

Investigation of a Tunable Microwave Photonic Filter Based on an Acetylene Reference Cell

Ivan Yu. Tatsenko¹, Aleksandr V. Shamrai², Sergey I. Stepanov³, Alexey B. Ustinov^{1⊠}

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

²Ioffe Institute, St Petersburg, Russia

³Centro de Investigacion científica y de Educación Superior de Ensenada, Ensenada, Mexico

⊠ Ustinov_rus@yahoo.com

Abstract

Introduction. Recently, the development of tunable microwave photonic filters has attracted great scientific and practical interest. Such microwave photonic filters are a good alternative to traditional electrical solutions, due to low losses, wide operating frequency range and such filters can be easily integrated into various telecommunication systems. By using an acetylene reference cell and a laser with tunable wavelength can make it possible to create tunable microwave photonic filter with wide operating frequency range.

Aim. Investigation of the characteristic of a tunable microwave photonic filter based on an acetylene reference cell, as well as research possible solution to reduce losses in filter bandwidth; numerical simulation of microwave photonic filter characteristics.

Materials and methods. Experimental study was carried out on an experimental prototype of a tunable microwave photonic filter. The filter consisted of a laser with a tunable wavelength, a phase modulator, an acetylene reference cell, an optical fiber connecting the gas cell with a photodetector, and a photodetector. Theoretical study was carried out by modeling of the transmission characteristics of the microwave photonic filter.

Results. Experimental transmission characteristics of a tunable microwave photonic filter were obtained. The tuning of the filter bandwidth by tuning laser wavelength was studied. Modeling of transmission characteristics of microwave photonic filter was performed. Possible solution to reduce losses in filter bandwidth was proposed.

Conclusion. A tunable microwave photonic filter based on an acetylene reference cell is proposed. Losses in the filter bandwidth was about -30 dB. Using high-power laser and a photodetector with a high photocurrent can reduce losses in the filter bandwidth.

Keywords: microwave photonics, tunable microwave filter, acetylene reference cell

For citation: Tatsenko I. Yu., Shamrai A. V., Stepanov S. I., Ustinov A. B. Investigation of a Tunable Microwave Photonic Filter Based on an Acetylene Reference Cell. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 68–77. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-68-77

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

Acknowledgements. This work was supported by Ministry of Education and Science of Russian Federation ("Goszadanie" no. 075-01438-22-07", grant no. FSEE-2022-0017).

Submitted 16.12.2022; accepted 17.01.2023; published online 28.02.2023

Введение. Последние 2 десятилетия радиофотоника является одним из наиболее интенсивно развивающихся направлений радиотехники [1–7]. Устройства радиофотоники используются для генерации [8, 9], передачи [10–12] и обработки СВЧ-сигналов [13–15] в различных радиолокационных, телекоммуникациюнных, навигационных системах и в измерительном оборудовании. В частности, большой интерес вызывает разработка и исследование радиофотонных СВЧ-фильтров [4, 16–21]. За счет использования оптоэлектронной компонентной базы к преимуществам радиофотонных СВЧфильтров можно отнести низкие потери, широкую полосу рабочих частот, возможность перестройки полосы пропускания и невосприимчивость к электромагнитным помехам.

Общий принцип работы радиофотонных СВЧ-фильтров заключается в переносе СВЧсигнала на оптическую несущую с последующей фильтрацией СВЧ-сигнала в оптической области частот. Фильтрация СВЧ-сигнала методами радиофотоники может быть осуществлена за счет использования волоконных брэгговских решеток [22–24], бриллюэновского рассеяния [25–27] и микрокольцевых резонаторов [28–32].

Целью данной статьи является исследование характеристик перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра на основе ацетиленовой газовой ячейки, а также определение способов снижения потерь в полосе пропускания фильтра.

Экспериментальное исследование перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра. Структурная схема экспериментального макета перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра представлена на рис. 1. Макет состоит из лазера с перестраиваемой длиной волны излучения в диапазоне 1527.6...1565.5 нм; электрооптического фазового модулятора ФМ с полуволновым напряжением 5 В и оптическими потерями около 5 дБ в диапазоне 0...12 ГГц; ацетиленовой газовой ячейки ГЯ с максимумом поглощения на длине волны 1530.37 нм; оптоволокна, соединяющего газовую ячейку с фотодетектором, и фотодетектора ФД с чувствительностью 0.8 А/Вт в диапазоне 0...12 ГГц и сопротивлением нагрузки 50 Ом. На рис. 1 сплошными линиями обозначено оптоволокно, а штриховыми линиями - коаксиальные кабели. Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) радиофотонного СВЧ-фильтра измерялись с помощью векторного анализатора цепей Rhode&Schwarz ZVA40.

Рассмотрим принцип работы исследуемого фильтра. На вход фазового модулятора подается оптическое излучение мощностью 8.45 дБм (7 мВт), где оно модулируется СВЧ-сигналом с векторного анализатора цепей. На выходе фазового модулятора появляются две полосы оптических частот относительно несущей, которые находятся в противофазе. Если такой фазомодулированный сигнал подать на фотодетектор, то на его выходе не будет наблюдаться СВЧ-сигнал, так как биение боковых гармоник с несущей будет компенсировать друг друга. Недавно было предложено использовать ацетиленовую газовую ячейку для демодуляции фазомодулированных сигналов при настройке частоты оптической несущей на склон линии поглощения ацетилена [33]. В данной работе для создания перестраиваемого фильтра частота оптической несущей настраивается вне линии поглощения, а ячейка используется для подавления одной из боковых оптических гармоник на частоте $f_c - f_{GC}$, где f_c – частота оптической несущей; f_{GC} – центральная частота поглощения ацетиленовой газовой ячейки. В результате на выходе газовой ячейки возникает биение интенсивности оптического излучения с частотой $f_{\rm C} - f_{\rm GC}$, которое на выходе фотодетектора преобразуется в СВЧ-сигнал, имеющий такую же частоту $f_{\rm C} - f_{\rm GC}$. Таким образом, схема имеет максимум передаточной характеристики на частоте $f_{\rm C} - f_{\rm GC}$, что



Рис. 1. Структурная схема экспериментального макета перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра. На вставках показаны спектры сигнала на соответствующих участках радиофотонного СВЧ-фильтра

Fig. 1. Scheme for measurements of tunable microwave photonic filter. The insets show the signal spectra in the corresponding sections of the microwave photonic filter

соответствует полосе пропускания фильтра. Изменяя частоту отстройки лазерного излучения от центральной частоты поглощения ацетиленовой газовой ячейки, можно изменять центральную частоту полосы пропускания радиофотонного СВЧ-фильтра.

Результаты. На рис. 2 сплошными линиями представлены экспериментальные АЧХ радиофотонного СВЧ-фильтра, полученные при различных отстройках частоты (в диапазоне 4...12 ГГц) лазера от центральной частоты поглощения ацетиленовой газовой ячейки. Использовалась наиболее интенсивная линия поглощения Р9 с центральной частотой поглощения 195.895 ТГц (1530.37 нм). Из графиков видно, что центральная частота пропускания радиофотонного СВЧ-фильтра соответствует отстройке частоты излучения лазера от центральной частоты поглощения ацетиленовой газовой ячейки. Полоса пропускания радиофотонного СВЧ-фильтра определяется шириной линии поглощения ацетиленовой газовой ячейки (около 500 МГц) при давлении газа 1066 Па. Коэффициент передачи радиофотонного СВЧфильтра составил примерно -30 дБ.

Обсуждение. Теоретический расчет АЧХ радиофотонного СВЧ-фильтра проводился следующим образом. Амплитуда оптического сигнала на выходе фазового модулятора выражается формулой

$$E_{\text{Bbix}}^{\Phi M}(t) = \sqrt{\eta P_{\text{OIIT}}} \exp(i\omega_{\text{c}}t) \{J_0(m) + iJ_1(m)\exp(i\omega_{\text{m}}t) - iJ_{-1}(m)\exp(-i\omega_{\text{m}}t)\},\$$

где п – оптические потери в фазовом модуляторе; Ропт – мощность оптического излучения на входе фазового модулятора; ω_с и ω_m – циклические частоты оптической несущей и модулирующего СВЧ-сигнала; $m = \pi V_{\rm m} / V_{\pi}; V_{\rm m}$ – амплитуда модулирующего сигнала; V_{π} – полуволновое напряжение фазового модулятора; J_n функция Бесселя *п*-го порядка. Как было описано ранее, после фазовой модуляции оптической несущей появляются две боковые оптические гармоники на частотах $\omega_{c} + \omega_{m}$ и $\omega_{\rm c} - \omega_{\rm m}$ с фазовым сдвигом $\pi/2$. Стоит отметить, что в случае малосигнального приближения $(V_{\rm m} \ll V_{\pi})$ влиянием гармоник более высокого порядка можно пренебречь [25-27]. После этого оптический сигнал проходит через ацетиленовую газовую ячейку, сигнал на выходе которой можно записать в виде

$$E_{\text{Bbix}}^{\Gamma \Re}(t) = \sqrt{\eta P_{\text{OIT}}} \exp(i\omega_{\text{c}}t) \{g(\omega_{\text{c}})J_{0}(m) + ig(\omega_{\text{c}} + \omega_{\text{m}})J_{1}(m)\exp(i\omega_{\text{m}}t) - ig(\omega_{\text{c}} - \omega_{\text{m}})J_{-1}(m)\exp(-i\omega_{\text{m}}t)\},\$$

где g(ω) – комплексный коэффициент передачи



Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики радиофотонного СВЧ-фильтра при различных отстройках частоты лазера от центральной частоты поглощения ацетиленовой газовой ячейки

Fig. 2. Transmission characteristics of a tunable microwave photonic filter for different laser detunings from the absorption line center

.....

ацетиленовой газовой ячейки на частоте ω . Частотная зависимость коэффициента передачи $g(\omega)$ определяется доплеровским уширением и хорошо аппроксимируется функцией Гаусса. Из рис. 2 видно, что форма экспериментально полученных АЧХ не похожа на гауссовскую. Можно предположить, что в преобразовании фазовой модуляции в амплитудную участвует также линия дисперсии, которая шире линии поглощения. С учетом этого эффекта линия поглощения с центральной частотой ω_0 и максимальной резонансной оптической плотностью $\alpha_0 L$ описывается выражением

$$g(\omega) = \exp\left\{-\frac{\alpha_0 L}{2} \left[\frac{1+i\frac{\omega-\omega_0}{\delta\omega}}{1+\left(\frac{\omega-\omega_0}{\delta\omega}\right)^2}\right]\right\},\$$

где $\delta \omega$ – полуширина линии поглощения. При моделировании АЧХ $\alpha_0 L = 3$, а значение $\delta \omega = 250$ МГц.

Исходя из того, что функция Бесселя обладает свойством $J_1 = -J_{-1}$, получим выражение для расчета мощности оптического сигнала, поступающего в фотодетектор:

$$P_{\text{OITT}}^{\Phi,\Pi}(t) = T \eta P_{\text{OITT}} \left| J_0(m) g(\omega_c) + J_1 g(\omega_c + \omega_m) \exp(i\omega_m t) + iJ_1 g(\omega_c - \omega_m) \exp(-i\omega_m t) \right|^2, \quad (1)$$

где T – пропускание оптоволокна, складывающееся из потерь на стыковку с волокном и оптического поглощения. Компонента мощности оптического излучения, промодулированная на частоте модуляции ω_m , имеет амплитуду

$$\begin{split} P_{\text{OITT}}^{\Phi \square, \omega_{\text{m}}} &= 2T \eta P_{\text{OITT}} J_0(m) J_1(m) \times \\ \times \left| \overline{g(\omega_{\text{c}})} g(\omega_{\text{c}} + \omega_{\text{m}}) - g(\omega_{\text{c}}) \overline{g(\omega_{\text{c}} + \omega_{\text{m}})} \right|. \end{split}$$

На выходе фотодетектора формируется СВЧ-сигнал, пропорциональный мощности падающего оптического излучения. Мощность выходного СВЧ-сигнала на частоте ω_m рас-считывается следующим образом:

$$P_{\rm BMX} = R \Big[2ST \eta P_{\rm OIIT} J_0(m) J_1(m) \times \Big]$$

$$\times \left| \overline{g(\omega_{\rm c})} g(\omega_{\rm c} + \omega_{\rm m}) - g(\omega_{\rm c}) \overline{g(\omega_{\rm c} + \omega_{\rm m})} \right| \right]^2,$$

где S – чувствительность фотодетектора; R – сопротивление нагрузки фотодетектора. Коэффициент передачи радиофотонного СВЧ-фильтра $S_{21} = 10 \lg (P_{\text{Bыx}}/P_{\text{Bx}})$, где P_{Bx} – мощность СВЧ-сигнала, подаваемого на СВЧ-вход электрооптического фазового модулятора, а $P_{\text{Bыx}}$ – мощность СВЧ-сигнала на выходе фотодетектора, рассчитанная по (1).

На рис. 2 штриховыми линиями представлены результаты численного моделирования передаточных характеристик радиофотонного СВЧ-фильтра. Из графиков видно, что результат численного моделирования достаточно хорошо согласуется с экспериментальными результатами. Представленная математическая модель позволяет рассчитывать АЧХ радиофотонного СВЧфильтра и оценивать потери, вносимые фильтром в полосе пропускания.

Полученные результаты показывают, что исследованный фильтр имеет сравнительно высокие потери в полосе пропускания. Чтобы их снизить, можно предложить, например, использовать лазер с более высокой мощностью излучения. На рис. 3 показаны результаты математического моделирования АЧХ перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра при использовании лазеров мощностями 100 и 300 мВт. Моделирование показывает, что увеличение мощности лазера до 100 мВт снижает потери в полосе пропускания фильтра до


-10 дБ. Увеличение мощности лазера до 300 мВт снижает потери до уровня 0 дБ в полосе пропускания фильтра. Однако, чтобы использовать такой лазер с относительно высокой мощностью излучения в схеме радиофотонного фильтра, необходим фотодетектор с высоким фототоком. Полученные результаты моделирования достаточно хорошо согласуются с экспериментальными результатами, полученными в [12], где продемонстрировано увеличение коэффициента передачи оптоволоконной линии передачи до -10 дБ при повышении мощности лазера до 100 мВт.

Заключение и выводы. Предложена конфигурация перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра на основе ацетиленовой газовой ячейки. Перестройка частоты пропускания такого фильтра осуществляется за счет изменения частоты несущего оптического излучения. Экспериментально продемонстрирована возможность перестройки частоты пропускания такого фильтра. Описан метод расчета АЧХ радиофотонного СВЧ-фильтра. Минимальные потери в полосе пропускания фильтра составили около -30 дБ в полосе перестройки центральной частоты 4...12 ГГц. Уровень потерь в полосе пропускания можно снизить за счет использования лазера с повышенной мощностью излучения и фотодетектора с высоким фототоком.

Авторский вклад

Таценко Иван Юрьевич – подготовка статьи; проведение экспериментальных и теоретических исследований.

Шамрай Александр Валерьевич – анализ литературы по теме исследования; разработка методик проведения экспериментов; обсуждение результатов.

Степанов Сергей Иванович – анализ литературы по теме исследования; разработка методик проведения экспериментов; обсуждение результатов.

Устинов Алексей Борисович – постановка задачи; обсуждение результатов; руководство научными исследованиями; подготовка статьи.

Author's contribution

Ivan Yu. Tatsenko, preparation of the paper text; carrying out measurements and calculations. Aleksandr V. Shamrai, literature review; development of research methods; discussion of the results. Sergey I. Stepanov, literature review; development of research methods; discussion of the results.

Alexey B. Ustinov, definition of research scopes; discussion of the results; management of the work; preparation of the paper text.

Список литературы

1. Seeds A. J., Williams K. J. Microwave photonics // J. of Lightwave Technology. 2006. Vol. 24, № 12. P. 4628-4641. doi: 10.1109/JLT.2006.885787

2. Capmany J., Novak D. Microwave photonics combines two worlds // Nature photonics. 2007. Vol. 1, № 6. P. 319–330. doi: 10.1038/nphoton.2007.89

3. Yao J. Microwave photonics // J. of Lightwave Technology. 2009. Vol. 27, № 3. P. 314-335. doi: 10.1109/JLT.2008.2009551

4. Yao J. Photonics to the rescue: A fresh look at microwave photonic filters // IEEE Microwave Magazine. 2015. Vol. 16, № 8. P. 46-60. doi: 10.1109/MMM.2015.2441594

5. A fully photonics-based coherent radar system / P. Ghelfi, F. Laghezza, F. Scotti, G. Serafino, A. Capria, S. Pinna, D. Onori, C. Porzi, M. Scaffardi, A. Malacarne, V. Vercesi, E. Lazzeri, F. Berrizzi,

.....

A. Bogoni // Nature. 2014. Vol. 507, № 7492. P. 341-345. doi: 10.1038/nature13078

6. All-optical RF amplification toward Gpbs communications and millimeter-waves applications / A. L. M. Muniz, D. F. Noque, R. M. Borges, A. Bogoni, M. Hirano, A. S. Jr. Cerqueira // Microwave and Optical Technology Let. 2017. Vol. 59, № 9. P. 2185-2189. doi: 10.1002/mop.30704

7. Thermal and dynamic range characterization of a photonics-based RF amplifier / D. F. Noque, R. M. Borges, A. L. M. Muniz, A. Bogoni, A. S. Jr. Cerqueira // Optics Communications. 2018. Vol. 414. P. 191-194. doi: 10.1016/j.optcom.2018.01.015

8. Yao X. S., Maleki L. Optoelectronic microwave oscillator // J. of the Optical Society of America B. 1996. Vol. 13, № 8. P. 1725-1735. doi: 10.1364/ JOSAB.13.001725

..... Исследование перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра на основе ацетиленовой газовой ячейки Investigation of a Tunable Microwave Photonic Filter Based on an Acetylene Reference Cell

9. A tunable spin wave photonic generator with improved phase noise characteristics / A. B. Ustinov, A. V. Kondrashov, A. A. Nikitin, V. V. Lebedev, A. N. Petrov, A. V. Shamrai, B. A. Kalinikos // J. of Physics: Conf. Ser. 2019. Vol. 1326, № 1. P. 012015. doi: 10.1088/1742-6596/1326/1/012015

10. Li W., Yao J. Dynamic range improvement of a microwave photonic link based on bi-directional use of a polarization modulator in a Sagnac loop // Optics Express. 2013. Vol. 21, № 13. P. 15692–15697. doi: 10.1364/OE.21.015692

11. Signal-to-noise performance of two analog photonic links using different noise reduction techniques / E. Ackerman, G. Betts, W. Burns, J. Campbell, C. Cox, N. Duan, J. Prince, M. Regan, M. H. Roussell // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Piscataway: IEEE, 2007. P. 51–54. doi: 10.1109/MWSYM.2007.380216

12. Исследование характеристик фотодетектора с высоким фототоком при передаче сверхвысокочастотного радиосигнала по оптоволокну / И. Ю. Таценко, Т. К. Легкова, А. В. Иванов, А. Б. Устинов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 4. С. 48–56. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-4-48-56

13. Microwave photonic signal processing /
J. Capmany, J. Mora, I. Gasulla, J. Sancho, J. Lloret,
S. Sales // J. of Lightwave Technology. 2012. Vol. 31,
№ 4. P. 571–586. doi: 10.1109/JLT.2012.2222348

14. Marpaung D., Yao J., Capmany J. Integrated microwave photonics // Nature photonics. 2019. Vol. 13, N° 2. P. 80–90. doi: 10.1038/s41566-018-0310-5

15. Yi X., Huang T. X. H., Minasian R. A. Tunable and reconfigurable photonic signal processor with programmable all-optical complex coefficients // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2010. Vol. 58, № 11. P. 3088–3093. doi: 10.1109/ TMTT.2010.2076931

16. Widely tunable microwave photonic notch filter based on slow and fast light effects / W. Xue, S. Sales, J. Mork, J. Capmany // IEEE Photonics Technology Let. 2009. Vol. 21, № 3. P. 167–169. doi: 10.1109/ LPT.2008.2009468

17. Yan Y., Yao J. P. A tunable photonic microwave filter with a complex coefficient using an optical RF phase shifter // IEEE Photonics Technology Let. 2007. Vol. 19, № 19. P. 1472–1474. doi: 10.1109/LPT.2007.903753

18. Zeng F., Wang J., Yao J. P. All-optical microwave bandpass filter with negative coefficients based on a phase modulator and linearly chirped fiber Bragg gratings // Optics Let. 2005. Vol. 30, № 17. P. 2203– 2205. doi: 10.1364/OL.30.002203

19. Wang J., Zeng F., Yao J. P. All-optical microwave bandpass filter with negative coefficients based on PM-IM conversion // IEEE Photonics Technology Let. 2005. Vol. 17, № 10. P. 2176–2178. doi: 10.1109/ LPT.2005.852323

20. Novel technique for implementing incoherent microwave photonic filters with negative coefficients using phase modulation and single sideband selection / J. Mora, J. Capmany, A. Loayssa, D. Pastor // IEEE Photonics Technology Let. 2006. Vol. 18, № 18. P. 1943–1945. doi: 10.1109/LPT.2006.879950

21. Yao J. P., Wang Q. Photonic microwave bandpass filter with negative coefficients using a polarization modulator // IEEE Photonics Technology Let. 2007. Vol. 19, № 9. P. 644–646. doi: 10.1109/ LPT.2007.894942

22. Li W., Li M., Yao J. A narrow-passband and frequency-tunable microwave photonic filter based on phase-modulation to intensity-modulation conversion using a phase-shifted fiber Bragg grating // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2012. Vol. 60, $N \ge 5$. P. 1287–1296. doi: 10.1109/TMTT.2012.2187678

23. Microwave photonic filter with two independently tunable passbands using a phase modulator and an equivalent phase-shifted fiber Bragg grating / L. Gao, J. Zhang, X. Chen, J. Yao // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2014. Vol. 62, № 2. P. 380–387. doi: 10.1109/TMTT.2013.2294601

24. Han X., Yao J. Bandstop-to-bandpass microwave photonic filter using a phase-shifted fiber Bragg grating // J. of Lightwave Technology. 2015. Vol. 33, № 24. P. 5133–5139. doi: 10.1109/JLT.2015.2492818

25. Zhang W., Minasian R. A. Widely tunable single-passband microwave photonic filter based on stimulated Brillouin scattering // IEEE Photonics Technology Let. 2011. Vol. 23, № 23. P. 1775–1777. doi: 10.1109/LPT.2011.2169242

26. Low-power, chip-based stimulated Brillouin scattering microwave photonic filter with ultrahigh selectivity / D. Marpaung, B. Morrison, M. Pagani, R. Pant, D. Y. Choi, B. Luther-Davies, S. J. Madden, B. J. Eggleton // Optica. 2015. Vol. 2, № 2. P. 76–83. doi: 10.1364/OPTICA.2.000076

27. Photonic chip based tunable and reconfigurable narrowband microwave photonic filter using stimulated Brillouin scattering / A. Byrnes, R. Pant, E. Li., D. Y. Choi, C. G. Poulton, S. Fan, S. Madden, B. Luther-Davies, B. J. Eggleton // Optics Express. 2012. Vol. 20, № 17. P. 18836–18845. doi: 10.1364/OE.20.018836

28. Single bandpass photonic microwave filter based on a notch ring resonator / J. Palací, G. E. Villanueva, J. V. Galán, J. Marti, B. Vidal B. // IEEE Photonics Technology Let. 2010. Vol. 22, № 17. P. 1276– 1278. doi: 10.1109/LPT.2010.2053527 29. Zeng F., Yao J. Frequency domain analysis of fiber Bragg grating based phase modulation to intensity modulation conversion // Photonic Applications in Nonlinear Optics, Nanophotonics, and Microwave Photonics. 2005. Vol. 5971. P. 594–601. doi: 10.1117/12.628628

30. Optical generation and distribution of continuously tunable millimeter-wave signals using an optical phase modulator / G. Qi, J. Yao, J. Seregelyi, S. Paquet, C. Bélisle // J. of Lightwave technology. 2005. Vol. 23, № 9. P. 2687.

31. Carrier-induced optical bistability in the silicon micro-ring resonators under continuous wave pumping / A. A. Nikitin, A. V. Kondrashov, V. V. Vitko, I. A. Ryabcev, G. A. Zaretskaya, N. A. Cheplagin, D. A. Konkin, A. A. Kokolov, L. I. Babak., A. B. Ustinov, B. A. Kalinikos // Optics Communications. 2021, Vol. 480. P. 126456. doi: 10.1016/j.optcom.2020.126456

32. Optical bistable SOI micro-ring resonators for memory applications / A. A. Nikitin, I. A. Ryabcev, A. A. Nikitin, A. V. Kondrashov, A. A. Semenov, D. A. Konkin, A. A. Kokolov, F. I. Sheyerman, L. I. Babak, A. B. Ustinov // Optics Communications. 2022. Vol. 511. P. 127929. doi: 10.1016/j.optcom.2022.127929

33. Self-reference shot-noise-limited phase demodulator with 1530 nm acetylene absorption line / J. Diaz,
S. Stepanov, N. Casillas, M. Ocegueda, E. Hernandez,
V. Lebedev, P. Agruzov, A. Shamrai // Results in Optics.
2022. Vol. 9. P. 100316. doi: 10.1016/j.rio.2022.100316

Информация об авторах

Таценко Иван Юрьевич – аспирант 3-го года кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – радиофотоника; оптоэлектронные СВЧ-генераторы.

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

E-mail: abitur.tatsenko@mail.ru

https://orcid.org/0000-0001-6320-9352

Шамрай Александр Валерьевич – доктор физико-математических наук (2010), главный научный сотрудник, заведующий лабораторией квантовой электроники ФТИ им. А. Ф. Иоффе. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – интегральная оптика; нелинейная оптика; волоконно-оптические датчики; квантовые информационные системы; радиофотоника.

Адрес: ФТИ им. А. Ф. Иоффе, ул. Политехническая, д. 26, Санкт-Петербург, 194021, Россия E-mail: achamrai@mail.ioffe.ru

https://orcid.org/0000-0003-0292-8673

Степанов Сергей Иванович – доктор физико-математических наук (1988), член Оптического общества Америки, лауреат государственной премии СССР (1985), главный научный сотрудник Центра научных исследований и высшего образования Энсенады. Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – фоторефрактивные материалы; динамические дифракционные решетки; нелинейная оптика; волоконнооптические датчики.

Адрес: Центр научных исследований и высшего образования Энсенады, Карретера Энсенада – Тихуана № 3918, Зона Плайитас, Энсенада, 22860, Мексика

E-mail: steps@cicese.mx

https://orcid.org/0000-0001-7094-3061

Устинов Алексей Борисович – доктор физико-математических наук (2012), доцент (2010) кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – линейные и нелинейные колебания и волны в магнитных пленках и слоистых структурах; СВЧ-электроника; интегральная оптика; радиофотоника.

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

E-mail: Ustinov_rus@yahoo.com

https://orcid.org/0000-0002-7382-9210

References

1. Seeds A. J., Williams K. J. Microwave Photonics. J. of Lightwave Technology. 2006, vol. 24, no. 12, pp. 4628–4641. doi: 10.1109/JLT.2006.885787

2. Capmany J., Novak D. Microwave Photonics Combines Two Worlds. Nature Photonics. 2007, vol. 1, no. 6, pp. 319–330. doi: 10.1038/nphoton.2007.89

3. Yao J. Microwave Photonics. J. of Lightwave Technology. 2009, vol. 27, no. 3, pp. 314–335. doi: 10.1109/JLT.2008.2009551

4. Yao J. Photonics to the Rescue: A Fresh Look at Microwave Photonic Filters. IEEE Microwave Magazine. 2015, vol. 16, no. 8, pp. 46–60. doi: 10.1109/ MMM.2015.2441594

Исследование перестраиваемого радиофотонного СВЧ-фильтра на основе ацетиленовой газовой ячейки Investigation of a Tunable Microwave Photonic Filter Based on an Acetylene Reference Cell 5. Ghelfi P., Laghezza F., Scotti F., Serafino G., Capria A., Pinna S., Onori D., Porzi C., Scaffardi M., Malacarne A., Vercesi V., Lazzeri E., Berrizzi F., Bogoni A. A Fully Photonics-Based Coherent Radar System. Nature. 2014, vol. 507, no. 7492, pp. 341–345. doi: 10.1038/nature13078

6. Muniz A. L. M., Noque D. F., Borges R. M., Bogoni A., Hirano M., A. Cerqueira S. Jr. All-Optical RF Amplification Toward Gpbs Communications and Millimeter-Waves Applications. Microwave and Optical Technology Let. 2017, vol. 59, no. 9, pp. 2185–2189. doi: 10.1002/mop.30704

7. Noque D. F., Borges R. M., Muniz A. L. M., Bogoni A., A. Cerqueira S. Jr. Thermal and Dynamic Range Characterization of a Photonics-Based RF Amplifier. Optics Communications. 2018, vol. 414, pp. 191–194. doi: 10.1016/j.optcom.2018.01.015

8. Yao X. S., Maleki L. Optoelectronic Microwave Oscillator. J. of the Optical Society of America B. 1996, vol. 13, no. 8, pp. 1725–1735. doi: 10.1364/ JOSAB.13.001725

9. Ustinov A. B., Kondrashov A. V., Nikitin A. A., Lebedev V. V., Petrov A. N., Shamrai A. V., Kalinikos B. A. A Tunable Spin Wave Photonic Generator with Improved Phase Noise Characteristics. J. of Physics: Conf. Ser. 2019, vol. 1326, no. 1, p. 012015. doi: 10.1088/1742-6596/1326/1/012015

10. Li W., Yao J. Dynamic Range Improvement of a Microwave Photonic Link Based on Bi-Directional Use of a Polarization Modulator in a Sagnac Loop. Optics Express. 2013, vol. 21, no. 13, pp. 15692–15697. doi: 10.1364/OE.21.015692

11. Ackerman E., Betts G., Burns W., Campbell J., Cox C., Duan N., Prince J., Regan M., Roussell M. H. Signal-to-Noise Performance of Two Analog Photonic Links Using Different Noise Reduction Techniques. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Piscataway, IEEE, 2007, pp. 51–54. doi: 10.1109/MWSYM.2007.380216

12. Tatsenko I. Yu., Legkova T. K., Ivanov A. V., Ustinov A. B. Investigation of the Characteristics of a Photodetector with a High Photocurrent when Transmitting Microwave Radio Signals Through an Optical Fiber. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 4, pp. 48–56. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-4-48-56 (In Russ.)

13. Capmany J., Mora J., Gasulla I., Sancho J., Lloret J., Sales S. Microwave Photonic Signal Processing. J. of Lightwave Technology. 2012, vol. 31, no. 4, pp. 571–586. doi: 10.1109/JLT.2012.2222348

14. Marpaung D., Yao J., Capmany J. Integrated Microwave Photonics. Nature Photonics. 2019, vol. 13, no. 2, pp. 80–90. doi: 10.1038/s41566-018-0310-5

15. Yi X., Huang T. X. H., Minasian R. A. Tunable and Reconfigurable Photonic Signal Processor with Programmable All-Optical Complex Coefficients. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2010, vol. 58, no. 11. pp. 3088–3093. doi: 10.1109/ TMTT.2010.2076931 16. Xue W., Sales S., Mork J., Capmany J. Widely Tunable Microwave Photonic Notch Filter Based on Slow and Fast Light Effects. IEEE Photonics Technology Let. 2009, vol. 21, no. 3, pp. 167–169. doi: 10.1109/LPT.2008.2009468

17. Yan Y., Yao J. P. A Tunable Photonic Microwave Filter with a Complex Coefficient Using an Optical RF Phase Shifter. IEEE Photonics Technology Let. 2007, vol. 19, no. 19, pp. 1472–1474. doi: 10.1109/ LPT.2007.903753

18. Zeng F., Wang J., Yao J. P. All-Optical Microwave Bandpass Filter with Negative Coefficients Based on a Phase Modulator and Linearly Chirped Fiber Bragg Gratings. Optics Let. 2005, vol. 30, no. 17, pp. 2203– 2205. doi: 10.1364/OL.30.002203

19. Wang J., Zeng F., Yao J. P. All-Optical Microwave Bandpass Filter with Negative Coefficients Based on PM-IM Conversion. IEEE Photonics Technology Let. 2005, vol. 17, no. 10, pp. 2176–2178. doi: 10.1109/ LPT.2005.852323

20. Mora J., Capmany J., Loayssa A., Pastor D. Novel Technique for Implementing Incoherent Microwave Photonic Filters with Negative Coefficients Using Phase Modulation and Single Sideband Selection. IEEE Photonics Technology Let. 2006, vol. 18, no. 18, pp. 1943–1945. doi: 10.1109/LPT.2006.879950

21. Yao J. P., Wang Q. Photonic Microwave Bandpass Filter with Negative Coefficients Using a Polarization Modulator. IEEE Photonics Technology Let. 2007, vol. 19, no. 9, pp. 644–646. doi: 10.1109/LPT.2007.894942

22. Li W., Li M., Yao J. A Narrow-Passband and Frequency-Tunable Microwave Photonic Filter Based on Phase-Modulation to Intensity-Modulation Conversion Using a Phase-Shifted Fiber Bragg Grating. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2012, vol. 60, no. 5, pp. 1287–1296. doi: 10.1109/ TMTT.2012.2187678

23. Gao L., Zhang J., Chen X., Yao J. Microwave Photonic Filter with Two Independently Tunable Passbands Using a Phase Modulator and an Equivalent Phase-Shifted Fiber Bragg Grating. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2014, vol. 62, no. 2, pp. 380–387. doi: 10.1109/TMTT.2013.2294601

24. Han X., Yao J. Bandstop-to-Bandpass Microwave Photonic Filter Using a Phase-Shifted Fiber Bragg Grating. J. of Lightwave Technology. 2015, vol. 33, no. 24, pp. 5133–5139. doi: 10.1109/JLT.2015.2492818

25. Zhang W., Minasian R. A. Widely Tunable Single-Passband Microwave Photonic Filter Based on Stimulated Brillouin Scattering. IEEE Photonics Technology Let. 2011, vol. 23, no. 23, pp. 1775–1777. doi: 10.1109/LPT.2011.2169242

26. Marpaung D., Morrison B., Pagani M., Pant R., Choi D. Y., Luther-Davies B., Madden S. J, Eggleton B. J. Low-Power, Chip-Based Stimulated Brillouin Scattering Microwave Photonic Filter with Ultrahigh Selectivity. Optica. 2015, vol. 2, no. 2, pp. 76–83. doi: 10.1364/OPTICA.2.000076

Investigation of a Tunable Microwave Photonic Filter Based on an Acetylene Reference Cell

27. Byrnes A., Pant R., Li. E. Choi D. Y., Poulton C. G., Fan S., Madden S., Luther-Davies B., Eggleton B. J. Photonic Chip Based Tunable and Reconfigurable Narrowband Microwave Photonic Filter Using Stimulated Brillouin Scattering. Optics Express. 2012, vol. 20, no. 17, pp. 18836–18845. doi: 10.1364/ OE.20.018836

28. Palací J., Villanueva G. E., Galán J. V., Marti J., Vidal B. Single Bandpass Photonic Microwave Filter Based on a Notch Ring Resonator. IEEE Photonics Technology Let. 2010, vol. 22, no. 17, pp. 1276–1278. doi: 10.1109/LPT.2010.2053527

29. Zeng F., Yao J. Frequency Domain Analysis of Fiber Bragg Grating Based Phase Modulation to Intensity Modulation Conversion. Photonic Applications in Nonlinear Optics, Nanophotonics, and Microwave Photonics. 2005, vol. 5971, pp. 594–601. doi: 10.1117/ 12.628628

30. Qi G., Yao J., Seregelyi J., Paquet S., Bélisle C. Optical Generation and Distribution of Continuously Tunable Millimeter-Wave Signals Using an Optical Phase Modulator. J. of Lightwave technology. 2005, vol. 23, no. 9, p. 2687.

31. Nikitin A. A., Kondrashov A. V., Vitko V. V., Ryabcev I. A., Zaretskaya G. A., Cheplagin N. A., Konkin D. A., Kokolov A. A., Babak. L. I., Ustinov A. B., Kalinikos B. A. Carrier-Induced Optical Bistability in the Silicon Micro-Ring Resonators Under Continuous Wave Pumping. Optics Communications. 2021, vol. 480, p. 126456. doi: 10.1016/j.optcom.2020.126456

32. Nikitin A. A., Ryabcev I. A., Nikitin A. A., Kondrashov A. V., Semenov A. A., Konkin D. A., Kokolov A. A., Sheyerman F. I., Babak L. I., Ustinov A. B. Optical Bistable SOI Micro-Ring Resonators For Memory Applications. Optics Communications. 2022, vol. 511, p. 127929. doi 10.1016/j.optcom.2022.127929

33. Diaz J., Stepanov S., Casillas N., Ocegueda M., Hernandez E., Lebedev V., Agruzov P., Shamrai A. Self-Reference Shot-Noise-Limited Phase Demodulator with 1530 nm Acetylene Absorption Line. Results in Optics. 2022, vol. 9, p. 100316. doi: 10.1016/j.rio.2022.100316

.....

Information about the authors

Ivan Yu. Tatsenko, Postgraduate Student at the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. Area of expertise: microwave photonics; optoelectronic oscillators. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia E-mail: abitur.tatsenko@mail.ru

https://orcid.org/0000-0001-6320-9352

Aleksandr V. Shamrai, Dr Sci. (Phys.-Math.) (2010), Chief Researcher, Head of the Laboratory of Quantum Electronics of Ioffe Institute. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: integrated optics, non-linear optics; fiber optic sensors; quantum information systems; microwave photonics. Address: Ioffe Institute, 26, Politekhnicheskaya St., St Petersburg 194021, Russia

E-mail: achamrai@mail.ioffe.ru

https://orcid.org/0000-0003-0292-8673

Sergey I. Stepanov, Dr Sci. (Phys.-Math.) (1988), Docent (2013), Member of Optical Society of America, Laureate of the USSR State Prize (1985), Chief Researcher at the Ensenada Center for Scientific Research and Higher Education. The author of 3 monographs and more than 200 scientific publications. Area of expertise: photorefractive materials; dynamic diffraction gratings; non-linear optics; fiber optic sensors.

Address: Carretera Ensenada - Tijuana No. 3918, Zona Playitas, Ensenada 22860, Mexico

E-mail: steps@cicese.mx

https://orcid.org/0000-0001-7094-3061

Alexey B. Ustinov, Dr Sci. (Phys.-Math.) (2012), Docent (2010), Associate Professor at the Department of Physical Electronics and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: linear and non-linear properties of magnetic oscillations and waves in ferro-magnetic films and layered structures on their basis; microwave devices; integrated optics; microwave photonics. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia E-mail: Ustinov_rus@yahoo.com

https://orcid.org/0000-0002-7382-9210

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн УДК 551.46.077 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-1-78-86

Научная статья

Гидроакустическое устройство профилирования донного грунта с синтезированной апертурой

А. В. Вагин⊠, А. С. Воротынцева

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

⊠ av.vagin@bk.ru

Аннотация

Введение. Акустическое профилирование является традиционным методом исследования геологического строения морского дна. Для этих целей используется низкочастотный акустический профилограф с рабочим диапазоном частот 1...14 кГц. Однако при понижении рабочих частот возникает проблема с достижением необходимой разрешающей способности. Проблема повышения углового разрешения гидроакустического устройства, или, иначе говоря, повышение разрешающей способности в направлении движения носителя, является одной из приоритетных задач при поиске и обнаружении объектов на морском дне, исследовании структуры донного грунта. Существует несколько способов повышения углового разрешения, одним из которых является алгоритм синтезирования апертуры антенны, базирующийся на использовании закона изменения фазы отраженного сигнала, что является актуальным при проектировании гидроакустических средств высокого разрешения.

Цель работы. Показать возможность построения устройства профилирования донного грунта, а также возможность повышения углового разрешения на основе алгоритма синтезирования апертуры антенны акустического профилографа.

Материалы и методы. Исследование возможности построения устройства профилирования донного грунта с использованием алгоритма синтезирования апертуры антенны основано на заделе, полученном для гидролокаторов бокового обзора с синтезированной апертурой в части построения антенного устройства, а также на методах возбуждения радиоволн, разработанных для радиолокационных систем.

Результаты. Исследована возможность применения синтезирования апертуры антенны для акустического профилографа донного грунта. Рассмотрен алгоритм синтезирования апертуры антенны, а также фазовые искажения траекторного сигнала и их влияние на гидролокационное изображение, а также основы обработки траекторного сигнала.

Заключение. В работе предложен вариант повышения разрешающей способности акустического профилографа при выполнении поисково-обследовательских задач. Предлагаемый вариант построения акустической части устройства профилирования может быть использован при разработке поисково-обследовательских гидроакустических устройств с высоким угловым разрешением.

Ключевые слова: профилограф, характеристика направленности, антенна, апертура

Для цитирования: Вагин А. В., Воротынцева А. С. Гидроакустическое устройство профилирования донного грунта с синтезированной апертурой // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 78–86. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-78-86

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 19.09.2022; принята к публикации после рецензирования 23.01.2022; опубликована онлайн 28.02.2023



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

Original article

Hydroacoustic Bottom Soil Profiling Device with Synthetic Aperture

Anton V. Vagin [⊠], Alena S. Vorotyntseva

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

[⊠] av.vagin@bk.ru

Abstract

Introduction. Acoustic profiling is a conventional method for studying the geological structure of the seabed. To this end, a low-frequency acoustic profiler with an operating frequency range of 1...14 kHz can be used. However, under lower operating frequencies, the difficulty of achieving the required resolution arises. The problem of improving the angular resolution of a hydroacoustic device, particularly in the direction of the carrier movement, remains to be a priority task in the search and detection of objects on the seabed, as well as the study of the bottom soil structure. Angular resolution can be improved through several approaches, including an algorithm for synthesizing the antenna aperture based on the law of the phase change of the reflected signal. This approach is relevant in the design of high-resolution hydroacoustic tools.

Aim. To demonstrate the possibility of constructing a bottom soil profiling device, as well as the possibility of increasing its angular resolution based on an algorithm for synthesizing the antenna aperture of an acoustic profiler.

Materials and methods. The study employed the groundwork data obtained for side-scan sonars with a synthetic aperture in terms of constructing an antenna device and the methods of radio-wave excitation developed for radar systems.

Results. The possibility of synthesizing the antenna aperture for an acoustic profiler of the bottom soil was studied. An algorithm for synthesizing the antenna aperture was investigated along with phase distortions of the trajectory signal and their influence on the sonar image. The fundamental principles of processing the trajectory signal were considered. *Conclusion.* An approach to increasing the resolution of an acoustic profiler when performing search and survey tasks is proposed. The proposed design of the acoustic part of a profiling device can be used in the development of search and survey hydroacoustic devices with a high angular resolution.

Keywords: profiler, directional characteristic, antenna, aperture

For citation: Vagin A. V., Vorotyntseva A. S. Hydroacoustic Bottom Soil Profiling Device with Synthetic Aperture. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 78–86. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-78-86

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

Submitted 19.09.2022; accepted 23.01.2022; published online 28.02.2023

Введение. В настоящее время одним из направлений развития поискововажных обследовательских гидроакустических средств является решение задачи обнаружения объектов на морском дне, находящихся под слоем осадков, а также особый интерес представляет исследование структуры донного грунта и классификация осадочных пород. Задачи по обеспечению поиска "заиленных объектов" можно решать с помощью применения гидролокатора бокового обзора (ГБО) с использованием низких рабочих частот (в несколько килогерц). Но, как показано в [1], глубина проникновения акустических волн в илистый грунт составляет порядка нескольких метров, а для

глинистых и песчаных грунтов вследствие значительного коэффициента поглощения глубина проникновения имеет еще меньшее значение. В этой связи применение ГБО для решения подобных задач недостаточно эффективно.

Как показано в [2], оптимальным устройством для поиска объектов, погруженных в грунт, является гидроакустическое средство – устройство профилирования (профилограф), которое обеспечивает эффективный поиск заиленных объектов на глубине грунта в несколько десятков метров, а также решает задачи исследования строения донного грунта, разделения (т. е. выявления границ в толще грунта) и классификации осадочных пород.

Гидроакустическое устройство профилирования донного грунта с синтезированной апертурой Hydroacoustic Bottom Soil Profiling Device with Synthetic Aperture

Принцип действия устройства профилирования основывается на принципе работы эхолота – осуществляется излучение акустического зондирующего сигнала, который распространяется в направлении дна. Поскольку слои донного грунта имеют разную плотность, значение амплитуды отраженного сигнала от каждого слоя будет отличаться в соответствии с их отражающей способностью, определяемой некоторым коэффициентом, характерным для каждого слоя донного грунта. После отражения сигнала донными структурами осуществляется прием импульсов, которые поступают на регистрирующее устройство в виде эхотрассы. В результате эхолокационное изображение, получаемое при работе профилографа, представляет собой поперечный разрез грунта, представленный по координатам "глубина - дальность", где получение данных по первой координате обусловлено распространением зондирующего сигнала, а по координате "дальность" - за счет движения носителя устройства [3].

В гидроакустической технике важно обеспечить точность (детальность) получаемого эхолокационного изображения. Повышение точности классификации морского грунта, а также обнаружения погруженных в грунт объектов обеспечивается оптимизацией обработки принимаемого сигнала с целью увеличения отношения сигнал-помеха, что может быть реализовано при использовании фильтров с оптимальными частотными и импульсными характеристиками, а также при помощи разработки эффективных антенных устройств. Так, в [4-7] предлагаются различные методы по улучшению конструктивного исполнения антенного устройства и оптимизации обработки сигнала для получения эхолокационных изображений высокого разрешения.

Таким образом, важнейшим решением является разработка оптимальных алгоритмов обнаружения и обнаружителей, реализующих эти алгоритмы. Одним из таких решений является использование антенн с синтезированной апертурой (СА). Как показано в [1], применение низких частот, необходимых для достаточного проникновения зондирующего сигнала в морской грунт с сохранением требуемой пространственной разрешающей способности, обеспечивается при использовании метода синтезирования апертуры антенны.

Данный метод еще с 1970-х годов получил распространение в радиолокационных системах. В [8] отмечено, что использование СА позволяет обеспечить высокую угловую (азимутальную) разрешающую способность при максимально возможной дальности действия. В последствии метод синтеза антенной апертуры, широко исследуемый в 80-х и 90-х годах прошлого столетия, распространился и на область гидролокации. Так, несколько работ [9-12] посвящены ГБО с СА. В [9] отражен алгоритм формирования СА, который основан на использовании закона изменения фазы отраженного сигнала при известном относительном движении наблюдаемой цели и фазового центра антенны (ФЦА). Необходимо учитывать тот факт, что при работе алгоритма синтезирования апертуры существуют некоторые препятствующие факторы, такие как неоднородность и изменчивость среды распространения акустических волн, а также возникновение траекторных нестабильностей и неоднозначность измерения дальности вследствие многолучевости (в случае мелководных акваторий), которые возможно компенсировать при помощи оптимальных методов обработки траекторных сигналов, описанных в [10, 11].

Как было отмечено, разрешающая способность является одним из главных рабочих параметров гидроакустических систем. В [13] показано, что улучшение разрешающей способности профилографа по глубине может быть достигнуто применением широкополосных импульсных сигналов большой длительности с соответствующими корреляционными методами обработки, а обеспечение высокого разрешения по горизонтальной дальности может быть реализовано путем использования антенного устройства с СА.

Таким образом, задачей работы являлось исследование метода синтезирования антенной апертуры применительно к устройству профилирования. Необходимо отразить алгоритм синтезирования апертуры, а также привести оптимальные методы обработки траекторного сигнала.

Актуальность работы обусловлена широким применением профилографа как гидроакустического устройства, позволяющего осуществлять производительное исследование строения донного грунта в целях классификации осадочных слоев, а также обеспечивать высокоэффективный поиск погруженных в грунт объектов, поскольку в последнее время наблюдается существенное увеличение количества обзорно-поисковых и обследовательских задач, требующих соответствующих решений с высокой степенью точности.

Основы алгоритма синтезирования апертуры профилографа. Принцип работы профилографа с СА заключается в облучении несколькими зондирующими импульсами одного и того же участка морского дна при перемещении устройства с последующим приемом отраженных от цели сигналов и их совместной обработкой. При различных положениях антенны устройства отраженные от одного и того же участка сигналы проходят разные расстояния, вследствие чего происходит изменение фазовых сдвигов этих сигналов. При этом синтезируется апертура длиной *l* и шириной характеристики направленности (ДН – диаграмма направленности) D_{c} :

$$D_{\rm c} = \lambda / l$$
,

где λ – длина волны, соответствующая центральной несущей частоте передатчика f_0 .

При производстве работ по выполнению профилографической съемки носитель устройства профилирования движется по прямолинейной траектории с равномерной скоростью, вследствие чего допускается рассмотрение искусственной антенной системы в виде линейной решетки, состоящей из N элементов. Алгоритм синтезирования апертуры для рассматриваемого случая, приведенный в [14, 15], заключается в перемещении антенны устройства профилирования в точке A по некоторой траектории, задаваемой вектором $\mathbf{r}(s)$, где s – параметр траектории (рис. 1) [15].

На рис. 1 показана геометрия съемки профилографом в режиме синтезирования, где *x*, *y*, z – оси системы координат; $L_0 = |\mathbf{R} - \mathbf{r}|$ – расстояние от точки фазового центра приемной антенны *A* до точки отражения *T*, которая определяется вектором **R**.



Рис. 1. Геометрия съемки профилографом в режиме синтезирования

Fig. 1. Survey geometry with a profiler in the synthesis mode

Антенна устройства принимает сигнал Z(t, s), который описывается следующим выражением:

$$Z(t,s) = Z(t,\mathbf{r}(s)) =$$
$$\int D(\mathbf{R} - \mathbf{r}) S\left(t - \frac{2|\mathbf{R} - \mathbf{r}|}{c}\right) d\mathbf{R}$$

где t – время прихода отраженного отклика сигнала; $\mathbf{r} = \mathbf{r}(s)$ – вектор, задающий траекторию перемещения антенны; $D(\mathbf{R} - \mathbf{r})$ – характеристика направленности; $S\left(t - \frac{2|\mathbf{R} - \mathbf{r}|}{c}\right)$ – излучаемый сигнал; c – скорость распространения сигнала; $d\mathbf{R} = dxdydz$ – отражающий элементарный объем.

Далее необходимо выполнить оценку коэффициента отражения $f(\mathbf{R})$ по совокупности измерений сигнала Z(t,s) в разных точках траектории перемещения $\mathbf{r}(s)$. Оптимальная оценка $\tilde{f}(\mathbf{R})$ коэффициента отражения по соображениям среднеквадратической метрики описывается как

$$\tilde{f}(\mathbf{R}) = \int Z(t,s) D^*(\mathbf{R} - \mathbf{r}) S^*\left(t - \frac{2|\mathbf{R} - \mathbf{r}|}{c}\right) dt ds, (1)$$

где D^* и S^* — функции, комплексносопряженные с D и S.

Данное соотношение, представляющее собой метод пространственно-временной корреляции, описывает алгоритм оптимальной обработки и устанавливает характеристики пространственного разрешения.

Гидроакустическое устройство профилирования донного грунта с синтезированной апертурой Hydroacoustic Bottom Soil Profiling Device with Synthetic Aperture

Необходимо выполнить оценку потенциальной разрешающей способности синтезирующей системы δl . В [9] указано, что вследствие движения реальной апертуры за период синтезирования при обработке траекторного сигнала происходит расширение диаметра СА. Если учесть, что R_0 – дальность синтезирующей системы и D – ширина характеристики направленности антенны, то максимальный размер СА по формуле (1) определится [16]:

$$D_{\rm c} = \lambda R_0 / D.$$

Вследствие того, что в процессе синтезирования осуществляется излучение и прием реальной апертурой в каждом положении, при обработке происходит удвоение относительного фазового сдвига сигналов по сравнению с реальной антенной того же диаметра. Тогда можно записать:

$$\delta l = \lambda R_0 / (2D_c) = D/2.$$

Таким образом, формирование эхолокационного изображения от СА имеет такой же результат, как от реальной апертуры размером, увеличенным в 2 раза [9].

Основы обработки траекторного сигнала. В первую очередь необходимо отметить, что непосредственно на траекторный сигнал профилографа оказывают влияние три основных обстоятельства, обособляющие процесс обработки сигнала. К ним относятся неоднородность и непостоянство среды распространения, скорость распространения сигнала, а также скорость движения носителя устройства. Вследствие неоднородности морской среды значение скорости звука не является постоянным, что, в свою очередь, препятствует обеспечению приемлемой фазовой стабильности сигнала, а также значительные изменения скорости звука имеют последствием раздвоение сигнала по причине переотражения его от неоднородных слоев морской воды или поверхности дна. Помимо этого, непостоянство значений скорости звука может помешать распространению сигнала по ровной прямолинейной траектории [9].

Кроме того, скорость распространения сигнала представляет ограничение дальности действия устройства и частоты получения отсчетов траекторного сигнала, что, в свою очередь, может препятствовать безошибочному отображению фазы сигнала. Для обеспечения приемлемого значения этой частоты необходимо учитывать влияние еще одного фактора - скорости движения носителя устройства. К данному параметру предъявляются достаточно противоречивые требования. Так, при малых значениях скорости может быть частично решена проблема недостаточной частоты получения отсчетов траекторного сигнала, с другой стороны, при малых значениях скорости трудно обеспечить точную траекторию движения устройства. Как показано в [11], скорость носителя не должна превышать величины $v_{\text{max}} = (cl)/(4R_{\text{max}})$, где c – скорость звука в морской среде; *l* – суммарная длина ячеек приемной антенны; R_{max} – дальность действия. Такое значение скорости движения носителя позволит обеспечить высокопроизводительное обследование поверхности и в то же время выдержать точную траекторию движения.

Как было отмечено, работе алгоритма синтезирования препятствуют некоторые факторы. Так, траектория движения носителя профилографа отличается от прямолинейной (опорной), т. е. траектория движения известна с недостаточной точностью, вследствие чего возникает вопрос траекторных нестабильностей - отклонений от опорной траектории, вызываемых случайными возмущениями при движении носителя устройства. Данный фактор накладывает существенные ограничения на работу алгоритма синтезирования, поскольку для обеспечения высокой разрешающей способности необходимо располагать точными данными об изменении траектории движения приемной антенны устройства (с точностью до долей длины волны эхосигнала).

В [9–12] показано, что для оценки траекторных нестабильностей, а также компенсации флуктуаций среды распространения сигнала существует определенный механизм обработки траекторного сигнала, содержащий три основных этапа:

 сжатия с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и построения комплексной огибающей отраженного сигнала;

- микронавигации;
- автофокусировки.

Первый этап, являющийся предварительным, заключается в применении операции ЛЧМ-сжатия излучаемого сигнала, построения комплексной огибающей отраженного сигнала с использованием преобразования Гильберта и демодуляции. Так, в результате описанной последовательности выражение (1) преобразуется к следующему виду:

$$\tilde{f}(\mathbf{R}) = \int \dot{Z}(t,s) \exp\left[-j\frac{2\pi c}{\lambda}\left(t - \frac{2|\mathbf{R} - \mathbf{r}|}{c}\right)\right] dt ds; \quad (2)$$

где $\dot{Z}(t,s) = (Z(t,s)_t^* S(t)) \exp(-j\omega_0 t)$ – комплексная огибающая траекторного сигнала; *j* – мнимая единица; обозначение t^* – операция свертки по переменной *t*; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая круговая частота.

При движении носителя в реальных условиях во время синтезирования возникает фазовая ошибка бф, обусловленная траекторными нестабильностями, вследствие которой происходит смещение фазы огибающей траекторного сигнала:

$$\delta \phi = \frac{2 \delta r \omega}{c},$$

где $\delta r = L - L_0$ – траекторная ошибка; L – расстояние от реального положения фазового центра антенны до точки отражения.

Этапы микронавигации и автофокусировки (второй и третий этапы соответственно) обеспечивают оценку траекторных нестабильностей и флуктуаций среды распространения сигнала. Различие данных этапов обработки заключается в величине оцениваемых отклонений: на этапе микронавигации оцениваются отклонения величиной нескольких единиц или десятков длин волн λ , а при автофокусировке компенсируются возмущения в пределах одной длины волны λ .

Микронавигация осуществляет уточнение траектории движения ФЦА ("выпрямление" траекторного сигнала при его поступлении) с помощью метода "избыточного фазового центра" [17], что является недостаточной оценкой – данный этап является промежуточным для обеспечения алгоритма автофокусировки.

Автофокусировка является заключительной стадией обработки, в процессе которой осу-

ществляется дополнительное уточнение траекторной ошибки δr и синтез (2) с коррекцией $\delta \phi$, что в конечном итоге обеспечивает заданную разрешающую способность эхолокационного изображения в условиях реального движения носителя, приближенную к теоретической $\delta l = D/2$. Существует множество применяемых на практике алгоритмов автофокусировки, которые подробно описаны в [9, 17, 18].

Для отражения эффективности использования метода синтезирования антенной апертуры далее приведены примеры профилограмм (рис. 2, 3), полученных при работе устройства, разработанного в ИМПТ ДВО РАН, – буксируемого акустического ЛЧМ-профилографа высокого разрешения [13].

На рис. 2 представлена профилограмма дна в поперечном разрезе Амурского залива на траверзе мыса Россета, где отчетливо виден слоистый чехол осадочных пород, мощность которого увеличивается с 10...12 м на акватории, прилегающей к городу, до 30...35 м на противоположной части залива. На рис. 3 представлен результат обработки исходного изображения при использовании алгоритма синтезирования, который





Гидроакустическое устройство профилирования донного грунта с синтезированной апертурой 83 Hydroacoustic Bottom Soil Profiling Device with Synthetic Aperture свидетельствует о том, что после соответствующей обработки на изображении становятся более контрастными донные структуры с хорошим отражением, а также видно увеличение глубины прозвучивания, обусловленное сужением ДН СА.

Заключение. Таким образом, получение эхолокационных изображений высокого разрешения при применении устройства профилирования с достаточным проникновением зондирующего сигнала в морской грунт и сохранением требуемой пространственной разрешающей способности обеспечивается при использовании метода синтеза антенной апертуры – система оптимально выработанных алгоритмов обработки траекторного сигнала при реальных условиях

1. Корякин Ю. А., Смирнов С. А., Яковлев Г. В. Корабельная гидроакустическая техника. Состояние и актуальные проблемы. СПб.: Наука, 2004. 409 с.

2. Нестеров Н. А. Некоторые аспекты технологии гидролокационного поиска донных объектов // Навигация и гидрография. 2014. № 38. С. 57–65.

3. Богородский А. В., Островский Д. Б. Гидроакустические навигационные и поисковообследовательские средства. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2009. 244 с.

4. Костоусов А. В., Костоусов В. Б. Моделирование гидролокатора бокового обзора с синтезированной апертурой // Материалы 4-го Междунар. симп. "Обобщенные решения в задачах управления". Улан-Удэ: Изд-во Бурятского ун-та, 2008. С. 74–76.

5. Касаткин Б. А., Злобина Н. В. Эффект самофокусировки ненаправленного акустического излучения в слоистых средах // Докл. Академии наук. 2010. Т. 432, № 5. С. 681–684.

6. Смарышев М. Д., Добровольский Ю. Ю. Гидроакустические антенны: справ. по расчету направленных свойств гидроакустических антенн. Л.: Судостроение, 1984. 300 с.

7. Воронин А. В., Воронин В. А. Гидроакустическая гибкая протяженная приемная антенна для параметрического профилографа донных осадков // Изв. ЮФУ. Техн. науки. 2013. № 9 (146). С. 140–144.

8. Золотарев В. В. Гидролокаторы с синтезированной апертурой для автономного подводного робота // Подводные исследования и робототехника. 2007. № 1 (3). С. 21–26.

9. Костоусов А. В., Костоусов В. Б. Моделирование гидролокатора бокового обзора с синтезированной апертурой // Подводные исследования и робототехника. 2008. № 2 (6). С. 16–29.

10. Синтезирование апертуры многоканального гидролокатора бокового обзора с компенсацией траекторных нестабильностей / А. Л. Агеев, Г. А. Игумнов, В. Б. Костоусов, И. Б. Агафонов, В. В. Золота-

84

движения носителя устройства профилирования определяет необходимую разрешающую способность эхолокационного изображения.

В настоящее время имеется опыт применения профилографа с использованием данных алгоритмов, что отражает эффективность использования таких средств для задач выделения малоразмерных структур и объектов. Также необходимо отметить, что имеющийся опыт в предыдущих разработках, таких как ГБО СА, является представительной основой для перспективных направлений различных исследований и выполнения работ по реализации синтеза апертуры антенны применительно к устройству профилирования и дальнейших усовершенствований таких устройств.

Список литературы

рев, Е. А. Мадисон // Изв. ЮФУ. Техн. науки. 2013. № 3(140). С. 140–148.

11. Синтезирование апертуры многоканального гидролокатора бокового обзора с компенсацией траекторных нестабильностей / А. Л. Агеев, Г. А. Игумнов, В. Б. Костоусов, И. Б. Агафонов, В. В. Золотарев, Е. А. Мадисон // Подводные исследования и робототехника. 2012. № 2(14). С. 13–27.

12. Применение методов микронавигации и автофокусировки для синтезирования апертуры многоканального ГБО / А. Л. Агеев, Г. А. Игумнов, В. Б. Костоусов, И. Б. Агафонов, В. В. Золотарев, Е. А. Мадисон // Техн. пробл. освоения Мирового океана. 2013. Т. 5. С. 496–500.

13. Касаткин Б. А., Косарев Г. В. Опыт работы акустического профилографа с использованием алгоритмов синтезирования и фокусировки // Техн. пробл. освоения Мирового океана. 2013. Т. 5. С. 183–189.

14. Применение методов синтезирования апертуры в низкочастотных эхолотах-профилографах / А. И. Захаров, В. И. Каевицер, В. М. Разманов, В. Н. Раскатов // Тр. IX Всерос. конф. "Прикладные технологии гидроакустики и гидрофизики". СПб.: Наука, 2008. С. 143–147.

15. Косарев Б. А., Косарев Г. В. Цифровая обработка сигналов акустическим профилографом методами синтезирования апертуры // Техн. пробл. освоения Мирового океана. 2009. Т. 3. С. 317–319.

16. Смарышев М. Д. Направленность гидроакустических антенн. Л.: Судостроение, 1973. 280 с.

17. Нестеров Н. А. Некоторые аспекты технологии гидролокационного поиска донных объектов // Навигация и гидрография. 2014. № 38. С. 57–65.

18. Моряков С. И., Нестеров С. М., Скородумов И. А. Алгоритмы автофокусировки инверсно-синтезируемых двумерных радиолокационных изображений радиоэлектроники // Журн. радиоэлектроники. 2018. № 8. С. 1–15. doi: 10.30898/1684-1719.2018.8.11

Информация об авторах

Вагин Антон Владимирович – магистр по направлению "Приборостроение" (2020), аспирант, ассистент кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 28 научных работ. Сфера научных интересов – гидроакустика; неразрушающий контроль.

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

https://orcid.org/0000-0002-1875-544X

Воротынцева Алена Сергеевна – студентка 4-го курса кафедры информационно-измерительных систем технологий Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" И им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов – гидроакустика. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5 Ф, Санкт-Петербург, 197022, Россия

E-mail: avorotynceva@yandex.ru

References

1. Koryakin Yu. A., Smirnov S. A., Yakovlev G. V. Korabel'nava gidroakusticheskava tekhnika. Sostovanie i aktual'nye problemy [Shipborne Sonar Technology. Status and Current Issues]. SPb., Nauka, 2004, 409 p. (In Russ.)

2. Nesterov N. A. Some Aspects of Sonar Search Technology for Bottom Objects. Navigation and Hydrography. 2014, no. 38, pp. 57-65. (In Russ.)

3. Bogorodskii A. V., Ostrovskii D. B. Gidroakusticheskie navigatsionnye i poiskovo-obsledovatel'skie sredstva [Hydroacoustic Navigation and Search and Survey Aids]. SPb., ETU Publishing house, 2009, 244 p. (In Russ.)

4. Kostousov A. V., Kostousov V. B. Simulation of a Side-Scan Sonar with a Synthetic Aperture. Proc. of the 4th Intern. Symp. "Generalized Solutions in Control Problems". Ulan-Ude, Publ. House of the Buryat University, 2008, pp. 74-76. (In Russ.)

5. Kasatkin B. A., Zlobina N. V. The Effect of Self-Focusing of Omnidirectional Acoustic Radiation in Layered Media. Doklady Akademii nauk. 2010, vol. 432, no. 5, pp. 681-684. (In Russ.)

6. Smaryshev M. D., Dobrovolsky Yu. Yu. Hydroacoustic Antennas. Handbook for Calculating the Directional Properties of Hydroacoustic Antennas. Leningrad, Shipbuilding, 1984, 300 p. (In Russ.)

7. Voronin A. V., Voronin V. A. The Hydroacoustic Flexible Extended Reception Array for Parametrical Profiller Subbottom Deposits. Izvestiya SFedU. Engineering Sciences. 2013, no. 9(146), pp. 140-144. (In Russ.)

8. Zolotarev V. V. Synthetic Aperture Sonars for an Autonomous Underwater Robot. Underwater Investigations and Robotics. 2007, no. 1(3), pp. 21-26. (In Russ.)

9. Kostousov A. V. Simulation of a Side-Scan Sonar with a Synthetic Aperture. Underwater Investigations and Robotics. 2008, no. 2(6), pp. 16–29. (In Russ.)

10. Ageev A. L., Igumnov G. A., Kostousov V. B., Agafonov I. B., Zolotarev V. V., Madison E. A. Aperture Synthesizing for Multichannel Side-Scan Sonar with Compensation of Trajectory Instability. Izvestiya SFedU. Engineering Sciences. 2013, no. 3 (140), pp. 140–148. (In Russ.)

11. Ageev A. L., Igumnov G. A., Kostousov V. B., Agaphonov I. B., Zolotarev V. V., Madison E. A Aperture Synthesising for Multichannel Side-Scan Sonar with Compensation of Trajectory Instability. Underwater Investigations and Robotics. 2012, no. 2(14), pp. 13–27. (In Russ.)

12. Ageev A. L., Igumnov G. A., Kostousov V. B., Agafonov I. B., Zolotarev V. V., Madison E. A. Application of Micronavigation and Autofocusing Methods for Synthesizing the Aperture of a Multichannel HBO. Technical Problems of the Development of the World Ocean. 2013, vol. 5, pp. 496–500. (In Russ.)

13. Kasatkin B. A., Kosarev G. V. Experience of Acoustic Profiler Operation Using Synthesis and Focusing Algorithms. Technical Problems of the Development of the World Ocean. 2013, vol. 5, pp. 183–189. (In Russ.)

14. Zakharov A. I., Kaevitser V. I., Razmanov V. M., Raskatov V. N. Application of Aperture Synthesis Methods in Low-Frequency Echo Sounders-Profilographs. Proc. of the IX All-Russ. Conf. "Applied Technologies of Hydroacoustics and Hydrophysics". SPb., Nauka, 2008, pp.143–147. (In Russ.)

15. Kosarev B. A., Kosarev G. V. Digital Signal Processing by an Acoustic Profiler Using Aperture Synthesis Methods. Technical Problems of the Development of the World Ocean. 2009, vol. 3, pp. 317–319. (In Russ.)

16. Smaryshev M. D. Napravlennost' gidroakusticheskih antenn [Directionality of Hydroacoustic Antennas]. Leningrad, Shipbuilding, 1973. 280 p. (In Russ.)

17. Nesterov N. A. Some Aspects of the Technology of Sonar Search for Bottom Objects. Navigation and Hydrography. 2014, no. 38, pp. 57-65. (In Russ.)

18. Moryakov S. I., Nesterov S. M., Skorodumov I. A. Algorithms of Autofocusing Two Dimensional ISAR Images. J. of Radio Electronics. 2018, no. 8, pp. 1-15. doi: 10.30898/1684-1719.2018.8.11

Гидроакустическое устройство профилирования донного грунта с синтезированной апертурой Hydroacoustic Bottom Soil Profiling Device with Synthetic Aperture

Information about the authors

Anton V. Vagin, Master in Instrument Engineering (2020), Postgraduate Student, Assistant of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 28 scientific publications. Area of expertise: hydroacoustics; nondestructive testing. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia E-mail: av.vagin@bk.ru

https://orcid.org/0000-0002-1875-544X

Alena S. Vorotyntseva, student of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 4 scientific publications. Area of expertise: hydroacoustics. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 F, Professor Popov St., St Petersburg 197022, Russia E-mail: avorotynceva@yandex.ru

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн УДК 620.179.16 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-1-87-98

Научная статья

Формирование зондирующих сигналов пьезоэлектрических преобразователей для ультразвукового контроля

С. И. Коновалов[⊠], З. М. Юлдашев

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

ĭ sikonovalov.eut@gmail.com

Аннотация

Введение. Сокращение длительности зондирующего импульса на выходе многослойного излучателя является актуальной задачей акустического неразрушающего контроля, поскольку способствует улучшению разрешающей способности системы, точности определения координат дефектов и снижению протяженности мертвой зоны. Наиболее распространенным методом достижения малой длительности сигнала является механическое демпфирование. Применение с этой целью *RL*-цепей, подключаемых к электрической стороне пьезопреобразователя (ПЭП), изучено в меньшей мере. Интерес представляет сравнительное исследование потенциальных возможностей двух указанных способов получения короткого сигнала.

Цель работы. Проведение сравнительного исследования двух вариантов снижения длительности зондирующего сигнала с целью установления предпочтительности их применения в практике ультразвукового контроля.

Материалы и методы. Для определения границ предпочтительного применения одного из методов в сравнении с другим использован математический аппарат, основанный на использовании интегрального исчисления, а также численных методов расчета. При построении математической модели ПЭП применен метод схеманалогов в сочетании со спектральным методом на основе преобразований Фурье. Численные расчеты выполнены в среде MathCad.

Результаты. Установлено, что применение электрической корректирующей цепи с оптимальными параметрами позволяет в широком диапазоне изменения значений удельного акустического сопротивления протектора добиваться меньшей длительности зондирующих сигналов на выходе ПЭП, чем в случае использования демпфированного ПЭП при значениях удельного акустического сопротивления демпфера $z_{\rm g}$, меньших

 $10 \cdot 10^6$ Па·с/м. При $z_{\rm g} > 10 \cdot 10^6$ Па·с/м предпочтение стоит отдавать механическому демпфированию пьезо-

элемента. Установлено, что амплитуда сигналов на выходе ПЭП с подключенной к нему корректирующей цепью превышает амплитуду сигнала при осуществлении демпфирования пьезоэлемента.

Заключение. Полученные результаты позволяют априорно оценивать и сравнивать между собой возможности ПЭП при использовании двух методов создания короткого зондирующего сигнала, а также обоснованно выбирать материалы для создания протектора в широком диапазоне удельных акустических сопротивлений. Корректный выбор параметров конструктивных элементов ПЭП дает возможность улучшения разрешающей способности систем излучения-приема, снижения протяженности мертвой зоны и повышения точности определения координат дефектов, что, в итоге, способствует повышению качества акустического контроля материалов и изделий.

Ключевые слова: ультразвуковой контроль, пьезопреобразователь, пьезопластина, электрическая корректирующая цепь, демпфер, контактный слой

Для цитирования: Коновалов С. И., Юлдашев З. М. Формирование зондирующих сигналов пьезоэлектрических преобразователей для ультразвукового контроля // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 87–98. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-87-98

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (грант № 22-22-20014) и Санкт-Петербургского научного фонда (соглашение № 16/2022 от 14.04.2022).

Статья поступила в редакцию 27.11.2022; принята к публикации после рецензирования 29.12.2022; опубликована онлайн 28.02.2023



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

Original article

Formation of Probing Signals of Piezoelectric Transducers for Ultrasonic Testing

Sergey I. Konovalov[⊠], Zafar M. Yuldashev

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

[™] sikonovalov.eut@gmail.com

Abstract

Introduction. Reducing the duration of the probing pulse at the output of a multilayer radiator is an urgent task of acoustic non-destructive testing. This not only improves the resolution of the system and the accuracy of determining the coordinates of defects, but also reduces the length of the dead zone. The most versatile method for achieving short signal duration is mechanical damping. The use of *RL* circuits connected to the electrical side of a piezoelectric transducer (PET) for this purpose has been studied to a lesser extent. Of interest is a comparative study of the potential possibilities of the two indicated methods for obtaining a short signal.

Aim. To carry out a comparative study of two options for reducing the duration of the probing signal in order to establish their preferential use in the practice of ultrasonic testing.

Materials and methods. To determine the boundaries of the preferred application of one of the methods in comparison with the other, a mathematical apparatus is used based on the use of integral calculus, as well as numerical calculation methods. When constructing a mathematical model of piezoelectric transducers operating in a pulsed mode, the method of analog circuits is used in combination with the spectral method based on Fourier transforms. Numerical calculations were performed in the MathCad environment.

Results. It was established that the use of an electrical corrective circuit with optimal parameters makes it possible, across a wide range of changes in the values of the specific acoustic resistance of the protector, to achieve a shorter duration of probing signals at the output of the probe than in the case of using a damped probe with values of the

specific acoustic resistance of the damper z_{π} latitude $10 \cdot 10^6$ Pa·s/m. At $z_{\pi} > 10 \cdot 10^6$ Pa·s/m, preference should be

given to mechanical damping of the piezoelectric element. It was found that the amplitude of the signals at the output of the PET with a corrective circuit connected thereto exceeds the amplitude of the signal when the piezoelectric element is damped.

Conclusion. The results obtained allow an a-priori evaluation and comparison of PET capabilities using two methods for creating a short probing signal, as well as a justified selection of materials for creating a protector across a wide range of specific acoustic resistances. The correctly selected parameters of the structural elements of the probe makes it possible to improve the resolution of radiation-reception systems, reduce the length of the dead zone, and increase the accuracy of determining the coordinates of defects. This ultimately improves the quality of acoustic testing of materials and products.

Keywords: ultrasonic testing, piezoelectric transducer, piezoplate, electric corrective circuit, damper, contact layer

For citation: Konovalov S. I., Yuldashev Z. M. Formation of Probing Signals of Piezoelectric Transducers for Ultrasonic Testing. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 87–98. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-87-98

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

Acknowledgements. The work was carried out with the financial support of the Russian Science Foundation (grant no. 22-22-20014) and the St Petersburg Science Foundation (agreement no. 16/2022 of 04/14/2022).

Submitted 27.11.2022; accepted 29.12.2022; published online 28.02.2023

Введение. Конкурентоспособность промышленно развитых стран на мировом рынке производства и потребления продукции в настоящее время определяется не только ее валовым объемом и ассортиментом, но и ее качеством [1–3]. По данным [2] "затраты на контроль качества продукции могут достигать 12...15 % в таких областях промышленности, как оборонная, атомная и аэрокосмическая, а в ракетостроении – даже 20 %. При этом упомянутые затраты очень быстро окупаются, поскольку применение неразрушающего контроля (НК) на всех этапах изготовления и приемки

Formation of Probing Signals of Piezoelectric Transducers for Ultrasonic Testing

производимой продукции радикально повышает ее качество".

В соответствии с ГОСТ Р 56542-2019 принято выделять 9 способов НК. Среди них методы акустических испытаний получили чрезвычайно широкое распространение, что связано с их достоинствами (точность определения дефектов; безопасность для здоровья человека; низкая стоимость проведения контроля; возможность оценки изделий из различных материалов; отсутствие повреждений при исследовании объекта; возможность использования без нарушения технологического процесса; возможность подхода к изделию с одной стороны и т. д.). Перечисленные достоинства ультразвуковой аппаратуры достигаются посредством постоянного улучшения ее характеристик. Несмотря на это, повышение требований к качеству материалов, изделий и полуфабрикатов диктует необходимость дальнейшего совершенствования средств акустического НК.

В настоящее время существует большое разнообразие различных видов акустического НК. Однако общим для всех них является наличие конструктивных элементов, предназначенных для излучения и приема акустических сигналов. Эти элементы называются преобразователями. Они могут строиться на различных физических принципах. В настоящее время наибольшее распространение получили пьезоэлектрические преобразователи (ПЭП). Причиной этого является их более высокая чувствительность по сравнению с преобразователями других типов. В их задачу в режиме излучения входит преобразование энергии электрических сигналов, возбуждающих ПЭП, в энергию акустических зондирующих сигналов, излучаемых в исследуемую среду. В режиме приема преобразователи осуществляют обратное преобразование.

Создание средств НК, способных излучать зондирующие сигналы с заданными параметрами, позволяет решать задачу улучшения столь важных характеристик, как разрешающая способность к минимально выявляемым дефектам, размер мертвой зоны, точность определения координат дефектов. Достичь этого можно на основе применения импульсного режима работы преобразователей и систем излу-

.....

чения-приема [4–14]. При этом под импульсным режимом понимается такой режим работы, при котором ПЭП способен излучать и принимать весьма короткие сигналы, длительность которых не превышает всего лишь нескольких полупериодов высокой частоты в импульсе. Путями улучшения упомянутых характеристик средств акустического НК являются:

1. Внесение конструктивных изменений в приемопередающие элементы (коррекция конструктивных параметров ПЭП), включая также и подсоединение корректирующих электрических цепей к электрической стороне ПЭП.

2. Формирование управляющих сигнальных воздействий на приемопередающие элементы (коррекция электрических сигналов, возбуждающих ПЭП).

Из изложенного следует, что разработка алгоритмов коррекции конструктивных параметров ПЭП и электрических сигналов, возбуждающих ПЭП, является базовым принципом и концепцией построения импульсных ПЭП и систем излучения-приема при создании систем ультразвукового контроля высокого разрешения.

В данной статье уделено внимание исследованию потенциальных возможностей создания коротких импульсных зондирующих сигналов за счет использования некоторых средств, относящихся к первому из названных путей. Так, например, представляет интерес сравнительное исследование возможности снижения длительности зондирующего сигнала на выходе ПЭП механическим демпфированием пьезоактивного элемента и подключением корректирующей RL-цепи к электрической стороне излучателя. Актуальность проведения данного исследования объясняется следующим. Механическое демпфирование является очень распространенным способом снижения длительности излучаемого зондирующего сигнала. Естественно, увеличение степени демпфирования пьезоэлемента влечет за собой снижение не только длительности сигнала, но и его амплитуды. Это является недостатком указанного способа конструктивной коррекции ПЭП. В то же время, в литературе недостаточно внимания уделено исследованию импульсного режима работы широкополосных ПЭП с подключенными к ним электрическими цепями. Иногда

.....

Формирование зондирующих сигналов пьезоэлектрических преобразователей для ультразвукового контроля

этот способ можно рассматривать как возможную альтернативу демпфированию активного элемента. Данным обстоятельством можно объяснить интерес проектировщиков ПЭП к определению диапазонов степеней демпфирования пьезоэлемента, при которых демпфированный ПЭП имеет преимущества или недостатки (с точки зрения длительностей и амплитуд зондирующих сигналов) по сравнению с преобразователем, к электрической стороне которого подключена корректирующая *RL*-цепь.

Приступая к решению обозначенной проблемы, следует отметить важное обстоятельство. Необходимо различать две задачи - исследование возможности расширения полосы пропускания ПЭП и исследование импульсного режима работы ПЭП. Первая задача, связанная с анализом влияния на амплитудно-частотную характеристику преобразователя ряда его конструктивных параметров, решается для гармонического режима. Результаты ее решения для варианта применения длинных импульсов могут распространяться на случаи работы ПЭП в системах излучения-приема. Для ПЭП, работающих в импульсном режиме, довольно часто требуется расширенная полоса пропускания. Это связано с тем, что преобразователь в этом случае возбуждается коротким электрическим сигналом, имеющим широкий спектр. Недостаточная полоса пропускания приводит к обрезанию ряда спектральных составляющих, в результате чего зондирующий сигнал затягивается, в нем появляются искажения, по своей форме напоминающие биения, регулярность акустического сигнала нарушается. Для успешности работы ПЭП в импульсном режиме необходимо применять меры, позволяющие увеличивать полосу пропускания. Однако исследования, направленные на решение этой задачи, проводятся исключительно в непрерывном режиме. В этом случае отсутствует возможность изучения длительности и амплитуды излучаемого сигнала. Решение второй задачи, позволяющей проводить подобные исследования, должно осуществляться методами, с помощью которых можно проанализировать нестационарный режим работы ПЭП. Только такой подход позволяет исследовать динамику изменения переходных процессов, происходящих в преобразователе, отслеживать трансформацию формы зондирующих сигналов, т. е. изучать особенности импульсного режима работы ПЭП. Иными словами, недопустимо смешивать две задачи, названные ранее. Они являются совершенно самостоятельными.

Постановка задачи. На рис. 1 приведено схематичное изображение излучающего ПЭП, предназначенного для исследования внутренней структуры твердой среды. Преобразователь представляет собой многослойную структуру. Активный элемент (пьезопластина) через систему переходных слоев нагружен на рабочую среду. В качестве активного материала выбрана пьезокерамика ЦТСНВ-1, рабочая среда – сталь. Исследуемый ПЭП может рассматриваться в двух вариантах:

1. К электрической стороне ПЭП, последовательно с ним, подключена электрическая цепь в виде последовательного соединения индуктивности L и резистора R. При этом пьезоэлемент не имеет демпфера. Этот вариант рассмотрения задачи соответствует наличию на рис. 1 модуля l (модуль l представляет собой электрическую RL-цепь) и отсутствию модуля 2 (модуль 2 конструктивно представляет собой демпфер).

2. ПЭП является демпфированным (в данном случае в конструкции преобразователя присутствует модуль 2), Электрическая корректирующая цепь (модуль *l*) отсутствует.

На рис. 1 приняты следующие обозначения: $z_{\rm H}, z_1, z_2, z_3, z_{\rm K}, z_{\rm Z}$ – удельные акустические сопротивления среды (акустической нагрузки),



Fig. 1. Schematic representation of the PET in two versions of work

внешнего контактного слоя, протектора, внутреннего контактного слоя, пьезокерамики и демпфера соответственно. ПЭП возбуждается импульсом электрического напряжения U. Будем предполагать, что внутреннее сопротивление генератора, вырабатывающего импульс электрического напряжения U, поступающего на пьезопластину, равно нулю.

Стоит пояснить назначение системы переходных слоев "внутренний контактный слойпротектор-внешний контактный слой", через которые пьезоэлемент излучает сигнал в исследуемую среду. Протектор предназначен для предохранения поверхности излучающего элемента от механического разрушения при сканировании преобразователем поверхности исследуемого изделия. Совершенно очевидно, что между излучающей поверхностью пластины и протектором, а также между другой стороной протектора и объектом контроля должен находиться слой материала, в задачу которого входит создание надежного акустического контакта. В качестве такого материала могут использоваться различные вещества. В частности, внутренний слой может представлять собой тонкий слой клея или легкоплавкого припоя, который позволяет создать контакт протектора и пьезоматериала. Ряд конструктивных решений подразумевает вообще отсутствие внутреннего контактного слоя. В этом случае протектор выполняется из материалов, которые наносятся непосредственно на поверхность пьезоэлемента. После этого они полимеризуются и сошлифовываются после отверждения до требуемой толщины. В этом случае в материал, служащий связующим звеном, вводится мелкодисперсный порошок твердых материалов для недопущения истирания протектора. Ряд конструкций ПЭП предполагают съемную "внутренний контактный систему слойпротектор-внешний контактный слой". В таком варианте в качестве внутреннего и внешнего контактных слоев часто используются жидкости (вода, масло, глицерин и т. д). В описываемой работе подразумевается именно такой вариант реализации системы переходных слоев. В таких случаях выставляется определенный (малый) волновой размер внутреннего контактного слоя, контроль толщины которого доступен в процессе работы ПЭП. Волновой размер внешнего контактного слоя может быть различным, поскольку он зависит от состояния поверхности объекта контроля.

Введем ряд параметров для характеристики обоих типов рассматриваемых излучателей. Пусть

$$\alpha_1 = x_1/x; \ \alpha_2 = x_2/x; \ \alpha_3 = x_3/x,$$

где x – волновая толщина керамики; x_1 ; x_2 ; x_3 – волновые толщины наружного контактного слоя, протектора и внутреннего контактного слоя соответственно. Введенные параметры позволяют задавать волновые толщины каждого из рассматриваемых конструктивных слоев в виде некоторой определенной части от волновой толщины пьезокерамики.

Для того чтобы охарактеризовать излучатель, соответствующий варианту 1 (ПЭП, не имеющий демпфера, но содержащий последовательную *RL*-цепь, подключенную последовательно с ним), дополнительно введем некоторые параметры:

$$\omega_{\Im \Pi} = \frac{1}{\sqrt{LC_0}}; \ n = \omega_{\Im \Pi} / \omega_0; \ Q = \omega_0 L / R,$$

где $\omega_{3Л}$ – резонансная частота электрического контура, который образован индуктивностью L и собственной емкостью пластины C_0 ; C_0 – электрическая емкость заторможенной пластины; n – относительная резонансная частота электрического контура; ω_0 – антирезонансная частота пластины; Q – электрическая добротность контура.

Далее для решения задачи необходимо задаться формой импульса электрического сигнала, возбуждающего преобразователь.

Решение задачи сводится к определению формы импульса колебательной скорости, излучаемого в твердое тело ПЭП двух рассматриваемых вариантов, а также сравнению длительностей и амплитуд зондирующих сигналов.

Краткое описание методики определения формы зондирующего сигнала. Математические модели ПЭП, работающего в импульсном режиме, частично представлены в ряде более ранних работ автора, например в [15–17]. Остановимся подробнее на этом, уделив вни-

Формирование зондирующих сигналов пьезоэлектрических преобразователей для ультразвукового контроля

мание, в первую очередь, вопросам, не освещенным в указанных работах.

В [15] получены выражения, описывающие частотную характеристику демпфированного иммерсионного преобразователя при наличии согласующего слоя. При этом акустической нагрузкой ПЭП выбрана жидкость (водная среда). В настоящей работе упомянутые выражения не приводятся. Для вывода указанных соотношений использована теория схем-аналогов ПЭП пластинчатого типа. Названные уравнения могут быть применены для решения задачи, поставленной в настоящей работе. Рассмотрим один из возможных способов определения характеристики многослойного частотной ПЭП, соответствующего, например, варианту 2 (в данном случае в конструкции преобразователя присутствует модуль 2, т. е. демпфер. Электрическая корректирующая цепь, т. е. модуль *1* отсутствует). По аналогии с решением задачи для жидкой акустической нагрузки входное механическое сопротивление слоя с номером 1, нагруженного на твердое тело:

$$Z_{\rm BX}^{(1)} = Z_1 \frac{Z_1 \sin x_1 - jZ_{\rm H} \cos x_1}{Z_{\rm H} \sin x_1 - jZ_1 \cos x_1}$$

где Z₁ и Z_H – акустические сопротивления первого слоя (наружного контактного слоя) и акустической нагрузки (твердого тела); x₁ – волновая толщина слоя 1.

Совершенно аналогично можно записать входное акустическое сопротивление второго слоя (протектора), нагруженного на систему, представляющую собой первый слой вместе с акустической нагрузкой на среду $Z_{\rm H}$:

$$Z_{\rm BX}^{(2)} = Z_2 \frac{Z_2 \sin x_2 - j Z_{\rm BX}^{(1)} \cos x_2}{Z_{\rm BX}^{(1)} \sin x_2 - j Z_2 \cos x_2}$$

где Z₂ и x₂ – акустическое сопротивление и волновая толщина слоя 2 (протектора).

Входное акустическое сопротивление третьего слоя (внутреннего контактного слоя)

$$Z_{\rm BX}^{(3)} = Z_3 \frac{Z_3 \sin x_3 - j Z_{\rm BX}^{(2)} \cos x_3}{Z_{\rm BX}^{(2)} \sin x_3 - j Z_3 \cos x_3},$$

где Z₃ и x₃ – акустическое сопротивление и волновая толщина слоя 3 (внутреннего контактного слоя).

.....

Таким образом, задача сведена к виду, при котором пьезопластина нагружена с одной стороны на сопротивление демпфера, а с другой – на импеданс $Z_{Bx}^{(3)}$. Это означает, что частотная зависимость колебательной скорости на рабочей грани пластины может быть определена в соответствии с формулами, указанными в [15]. Для этого необходимо еще учесть коэффициенты передачи слоев по колебательной скорости.

Коэффициент передачи по колебательной скорости первого слоя

$$k_{\nu}^{(1)} = \frac{1}{\cos x_{\rm l} + j \frac{Z_{\rm H}}{Z_{\rm l}} \sin x_{\rm l}}$$

Коэффициент передачи по колебательной скорости второго слоя (протектора)

$$k_{\nu}^{(2)} = \frac{1}{\cos x_2 + j \frac{Z_{\text{BX}}^{(1)}}{Z_2} \sin x_2}}$$

Коэффициент передачи по колебательной скорости третьего слоя

$$k_{v}^{(3)} = \frac{1}{\cos x_{3} + j \frac{Z_{\text{BX}}^{(2)}}{Z_{3}} \sin x_{3}}$$

Общий коэффициент передачи по колебательной скорости трех слоев равен произведению всех трех коэффициентов: $k_{v \text{ общ}} = k_v^{(1)} k_v^{(2)} k_v^{(3)}$. Предложенный алгоритм определения частотной характеристики излучающей системы удобен для применения на практике.

Далее необходимо задаться формой электрического сигнала, поступающего на пьезопластину. В качестве такого возбуждающего сигнала можно, как и в более ранних работах, выбрать один полупериод синусоиды на частоте антирезонанса пьезопластины:

$$U(t) = \begin{cases} \sin \omega_0 t & \text{при } 0 \le t \le T_0/2; \\ 0 & \text{при } t \notin (0, T_0/2), \end{cases}$$

где T_0 – период колебаний на частоте ω_0 .

Форма сигнала, излучаемого рассматриваемым ПЭП (форма зондирующего акустического импульса) может быть определена аналогично тому, как это сделано в [15-17]:

$$v_{\rm Bbix}(T) \sim \int_{-\infty}^{\infty} U_{\rm H3J}(x) F_{\rm H3J}(x) \exp(jxT) dx,$$

где $v_{\text{вых}}(T)$ – временная зависимость колебательной скорости сигнала на выходе пьезопластины; $U_{\mu_{3\Pi}}(x)$ – спектральная плотность возбуждающего пластину сигнала; $F_{_{\rm H3Л}}(x)$ – частотная характеристика ПЭП. Безразмерное время T задается как $T = t/(T_0/2)$. Необходимость задания безразмерного времени Т диктуется требованием получения результата в возможно более общем виде, т. е. измерением длительности излучаемого сигнала не в единицах реального времени, а посредством определения ее в виде числа полупериодов колебаний на собственной частоте пластины. Полученные результаты в этом случае можно будет использовать для любых собственных частот пьезопластин. Длительность сигнала в единицах реального времени (например, в микросекундах) можно получить простыми вычислениями.

Итак, кратко рассмотрена методика определения формы излучаемого акустического сигнала на выходе преобразователя, имеющего демпфер. Задача определения формы зондирующего сигнала для случая ПЭП с подключенной к нему корректирующей электрической нагрузкой решается аналогично. Здесь при получении частотной характеристики необходимо учитывать параметры, характеризующие излучающую систему: *п* и *Q*. При определенных значениях данных параметров можно получить наиболее короткий излучаемый акустический импульс.

Интерес представляет сравнение потенциальных возможностей двух способов сокращения длительности зондирующего сигнала демпфированием пьезоэлемента и за счет применения электрической коррекции. Важным вопросом при этом является сравнение амплитуд излучаемых сигналов.

Обсуждение результатов расчета. По изложенной выше методике в статье были полу-

чены расчетные результаты, позволяющие сравнить 2 типа ПЭП – с демпфером (без корректирующей цепи, когда снижение длительности зондирующего импульса достигалось за счет усиления степени демпфирования пьезоэлемента, т. е. за счет увеличения значения удельного акустического сопротивления демпфера) и с корректирующей цепью (без демпфера, когда снижение длительности зондирующего сигнала достигалось посредством определения оптимальных значений параметров *n* и *Q*, характеризующих излучающую систему).

Перейдем к обсуждению результатов расчетов. Договоримся, что при проведении расчетов длительность излучаемых импульсов τ_и будет оцениваться по уровню (-20 дБ). Это означает, что длительность сигнала ти будет определяться нахождением безразмерного времени Т, прошедшего от начала импульса до момента спадания его амплитуды в 10 раз по отношению к максимальной амплитуде.

При проведении расчетов значения удельных акустических сопротивлений материалов внешнего и внутреннего контактных слоев были выбраны $z_1 = z_3 = 1.5 \cdot 10^6$ Па·с/м (водное заполнение). Волновая толщина протектора при проведении всего расчета была постоянной и равной $\alpha_2 = 0.1$. Удельное акустическое сопротивление акустической нагрузки (сталь) $z_{\rm H} = 45 \cdot 10^6$ Па·с/м. Волновая толщина внутреннего контактного слоя определяется лишь технологическими возможностями изготовления ПЭП и контролем ее постоянства в процессе работы. Ее значение в расчете принято α₃ = 0.01. Волновая толщина внешнего контактного слоя при реальных измерениях выбирается в зависимости от состояния поверхности объекта контроля, поэтому в расчете α_1 изменялось от 0.01 до 0.1. Удельное акустическое сопротивление протектора в процессе проведения расчета изменялось в широком диапазоне от $2 \cdot 10^6$ до $45 \cdot 10^6$ Па·с/м.

Необходимо отметить, что при исследовании импульсного режима работы ПЭП с корректирующей цепью (при отсутствии демпфера) за счет большого количества расчетов было установлено, что во всем рассмотренном диапазоне изменения волновой толщины внешнего контактного слоя (α₁ изменялось от 0.01 до 0.1) оптимальные значения параметров n и Q, характеризующих излучающую систему, оставались постоянными. Эти значения оказались равными следующим значениям: $n_{opt} = 1.15$ и $Q_{opt} = 2$. Под оптимальными понимаются такие значения n и Q, при которых излучатель с подключенной к нему электрической корректирующей цепью наиболее короткие излучал акустические зондирующие сигналы. Именно в этом состоит критерий оптимальности указанных параметров. Значения nopt и Qopt найдены методом их последовательного перебора.

Некоторые результаты теоретических исследований зависимостей длительностей $\tau_{\rm u}$ и максимальных амплитуд колебательной скорости $v_{\rm max}$ излучаемых импульсов от значений удельных акустических сопротивлений протектора для двух исследуемых вариантов ПЭП представлены на рис. 2–7. Так, на рис. 2, 4 и 6 приведены результаты расчетно-теоретической



Рис. 2. Зависимости длительностей зондирующих сигналов от параметра z_2 при $\alpha_1 = 0.01$:

$$l - z_{\pi} = 0; \ 2 - z_{\pi} = 5 \cdot 10^6 \, \text{Ta} \cdot \text{c/m};$$

 $3 - z_{\pi} = 10 \cdot 10^6 \text{ Ta} \cdot \text{c/m}; 4 - z_{\pi} = 15 \cdot 10^6 \text{ Ta} \cdot \text{c/m};$

 $5 - z_{\rm d} = 20 \cdot 10^6$ Па·с/м; 6 – соответствует случаю подключения корректирующей цепи с оптимальными параметрами *n* и *Q*

Fig. 2. Dependences of the durations of probing signals on the parameter z_2 at $\alpha_1 = 0.01$:

$$1 - z_{\pi} = 0; \ 2 - z_{\pi} = 5 \cdot 10^6 \text{ Pa·s/m};$$

$$3 - z_{\pi} = 10 \cdot 10^6$$
 Pa·s/m; $4 - z_{\pi} = 15 \cdot 10^6$ Pa·s/m;

 $5 - z_{\pi} = 20 \cdot 10^6$ Pa·s/m; 6 - corresponds to the case of connecting a corrective circuit with optimal parameters *n* and *Q*

работы, направленной на изучение длительности излучаемых преобразователем акустических сигналов. На упомянутых рисунках показаны семейства кривых $\tau_{\rm u}(z_2)$, соответствующие различным значениям волновой толщины α_1 контактного слоя 1. По оси абсцисс на каждом из рисунков отложены значения z_2 , соответствующие широкому диапазону изменения удельных акустических сопротивлений протектора. По осям ординат – длительности



The numbering of the curves corresponds to Fig. 2



connecting an electrical load to the probe



Рис. 5. Зависимости $v_{\max}(z_2)$ при $\alpha_1 = 0.05$. Нумерация кривых соответствует рис. 2

Fig. 5. Dependences $v_{\text{max}}(z_2)$ at $\alpha_1 = 0.05$.

The numbering of the curves corresponds to Fig. 2



Рис. 6. Зависимости $\tau_{\mu}(z_2)$ при $\alpha_1 = 0.1$:

 $l - z_{\mu} = 5 \cdot 10^6 \text{ ma·c/m}; 2 - z_{\mu} = 10 \cdot 10^6 \text{ ma·c/m};$

$$3 - z_{\rm d} = 15 \cdot 10^{\circ}$$
 Па·с/м; $4 - z_{\rm d} = 20 \cdot 10^{\circ}$ Па·с/м

 $5 - z_{\rm d} = 25 \cdot 10^6 \, \Pi {\rm a} \cdot {\rm c/m}; \, 6$ – соответствует варианту ПЭП с корректирующей электрической цепью

Fig. 6. Dependences $\tau_{\mu}(z_2)$ at $\alpha_1 = 0.1$:

 $1 - z_{\mu} = 5 \cdot 10^6$ Pa·s/m; $2 - z_{\mu} = 10 \cdot 10^6$ Pa·s/m;

 $3 - z_{\mu} = 15 \cdot 10^{6}$ Pa·s/m; $4 - z_{\mu} = 20 \cdot 10^{6}$ Pa·s/m;

 $5 - z_{\pi} = 25 \cdot 10^6$ Pa·s/m; 6 - corresponds to the variant of the probe with a corrective electrical circuit



зондирующих сигналов $\tau_{\rm u}$. На каждом из упомянутых рисунков сплошными кривыми обозначены зависимости $\tau_{\rm u}(z_2)$, относящиеся к варианту ПЭП, имеющему демпфер. Нумерация этих кривых соответствует различным значениям удельного акустического сопротивления демпфера $z_{\rm d}$. Кривые, обозначенные штриховой линией, относятся к варианту ПЭП, у которого демпфер отсутствует, но к электрической стороне ПЭП подключена корректирующая *RL*-цепь с оптимально определенными параметрами.

Результаты сравнения амплитуд зондирующих сигналов для вариантов ПЭП приведены на рис. 3, 5 и 7. На каждом из них по осям абсцисс отложены значения z₂. По осям ординат – значения v_{max} , пропорциональные амплитудам излучаемых сигналов. Они выражены в условных единицах (у. е.). Данный факт объясняется тем, что задача определения амплитуд излучаемых сигналов решалась с точностью до постоянного множителя. Зависимости, относящиеся к демпфированному преобразователю, показаны сплошными кривыми. Штриховыми линиями показаны зависимости, относящиеся к исследованию ПЭП с подключенной к нему корректирующей цепью, имеющей оптимальные значения параметров *n* и *Q*.

Из данных, представленных на рис. 2, можно видеть, что при малых волновых размерах внешнего контактного слоя длительности излучаемого сигнала на выходе ПЭП с подключенной *RL*-цепью (при оптимальных *n* и *Q*) очень близки к варианту демпфированного ПЭП при $z_{\rm d} = 10 \cdot 10^6$ Па·с/м (см. кривую 6). Стоит при этом отметить, что для меньших степеней демпфирования длительности акустических сигналов превышают их значения, достигнутые за счет применения цепи. Это наблюдается во всем рассмотренном диапазоне изменения параметра z_2 .

На рис. З показано семейство кривых, отражающих зависимости $v_{max}(z_2)$ при $\alpha_1 = 0.01$. Нумерация расчетных кривых сохранена той же, что и на рис. 2. Можно видеть, что сигналы на выходе ПЭП с электрической нагрузкой превышают по амплитуде все сигналы, относящиеся к

Формирование зондирующих сигналов пьезоэлектрических преобразователей
для ультразвукового контроля
Example of Ducking Signals of Discolation Transducers for Ultrasonia Testing

95

.....

демпфированному преобразователю (даже при $z_{\rm d} = 0$). Это, несомненно, можно отнести к достоинствам применения корректирующих цепей.

На рис. 4 представлены данные, касающиеся исследования длительности акустических импульсов при рассмотрении излучающего ПЭП в двух вариантах его построения. Анализируя данные, приведенные на рис. 4, можно вновь сделать вывод о том, что длительность излучаемых преобразователем сигналов в случае наличия электрической цепи с оптимальными значениями параметров *n* и *Q*, характеризующих излучающую многослойную систему, весьма близка к длительности зондирующих импульсов, соответствующих варианту применения демпфера при $z_{\pi} = 10 \cdot 10^6$ Па·с/м (кривая 2). При меньших степенях демпфирования пьезоэлемента длительности зондирующих сигналов оказываются больше, нежели для случая применения цепи.

На рис. 5 представлены результаты сравнения амплитуд излучаемых сигналов при работе ПЭП в обоих рассматриваемых вариантах для $\alpha_1 = 0.05$. Нумерация кривых соответствует рис. 4. Стоит отметить, что кривые 3, 4 и 5 мало отличаются друг от друга, поэтому на рисунке они графически отмечены одной линией, обозначенной 3, 4, 5. Из рисунка можно видеть, что вновь предпочтение с точки зрения максимума сигнала следует отдать варианту ПЭП с электрической нагрузкой.

На рис. 6 показано семейство кривых, отражающих зависимость длительностей импульсов, излучаемых многослойным преобразователем для максимальной из рассмотренных в настоящей статье волновых толщин наружного контактного слоя $(\alpha_1 = 0.1)$. Интересно отметить, что и в этом случае подключение электрической нагрузки с оптимальными параметрами примерно соответствует применению демпфированного ПЭП со степенью демпфирования, определяемой значением $z_{\rm д} = 10 \cdot 10^6$ Па·с/м (кривая 2 на рис. 6). При $z_{\rm d} \leq 10 \cdot 10^6$ Па·с/м использование корректирующей цепи снова оказывается предпочтительным.

На рис. 7 приведены данные по результатам сравнения амплитуд излучаемых сигналов, формируемых с помощью ПЭП при использовании электрической цепи и демпфирования пьезоэлемента при $\alpha_1 = 0.1$. Из анализа данных, представленных на рисунке, можно видеть, что вновь предпочтение с точки зрения максимума сигнала следует отдать варианту ПЭП с электрической нагрузкой.

На рис. 7, аналогично тому, как это было на рис. 5, некоторые кривые, отражающие исследуемые зависимости, сливаются друг с другом. Вследствие этого они отмечены одной кривой, которая обозначена как 2, 3, 4, 5.

Выводы. В настоящей статье описаны результаты расчетно-теоретического исследования импульсного режима работы многослойного ПЭП, применяемого для ультразвукового контроля. В качестве акустической нагрузки выбрана сталь. Проведено сравнение параметров излучаемых сигналов в двух вариантах, подразумевающих снижение зондирующих импульсов, - демпфированием пьезоэлемента и за счет подключения электрической корректирующей цепи. В качестве исследуемых параметров рассмотрены амплитуда и длительность акустических импульсов. Результаты расчета свидетельствуют о том, что применение электрической корректирующей цепи с правильно определенными параметрами nopt и Qopt, характеризующими излучающую систему, позволяет в широком диапазоне изменения значений удельного акустического сопротивления протектора добиваться меньшей длительности зондирующих сигналов на выходе ПЭП, чем в случае использования демпфированного ПЭП при $z_{\rm d} \le 10 \cdot 10^6$ Па·с/м.

При $z_{\rm d} > 10 \cdot 10^6$ Па·с/м предпочтение стоит отдавать механическому демпфированию пьезоэлемента. Установлено, что амплитуда сигналов на выходе ПЭП с подключенной к нему корректирующей цепью превышает амплитуду сигнала

при демпфировании пьезоэлемента. Описанные в данной статье результаты могут представлять интерес для разработчиков пьезоаппаратуры, применяемой для целей ультразвукового контроля материалов и изделий.

Список литературы

1. Неразрушающий контроль: справ.: в 7 т. Т. 3: Ультразвуковой контроль / под общ. ред. В. В. Клюева. М.: Машиностроение, 2004. 864 с.

2. Приборы для неразрушающего контроля материалов и изделий: справ: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. В. В. Клюева. М.: Машиностроение, 1986. 488 с.

3. Потапов А. И., Сясько В. А. Неразрушающие методы и средства контроля толщины покрытий и изделий. СПб.: Гуманистика, 2009. 904 с.

4. Ультразвуковые преобразователи для неразрушающего контроля / под общ. ред. И. Н. Ермолова. М.: Машиностроение, 1986. 280 с.

5. Синтез и коррекция акустических сигналов в системах излучения-приема. Алгоритм расчета и проектирования / С. И. Коновалов, Р. С. Коновалов, В. М. Цаплев, З. М. Юлдашев, Д. И. Нефедьев // Измерения. Мониторинг. Управление. Контроль. 2022. № 3. С. 39–46. doi: 10.21685/2307-5538-2022-3-4

6. Fabrication and characterization of transducers / E. P. Papadakis, C. G. Oakley, A. R. Selfridge, B. Maxfield // Physical Acoustics. 1999. Vol. 24. P. 43– 134. doi: 10.1016/S0893-388X(99)80024-4

7. Sherman Ch. H., Butler J. L. Transducers and Arrays for Underwater Sound. New York: Springer, 2007. 610 p.

8. Stepanov B. G., Bystrova N. A. Method of excitation of plate transducers for the generation of short acoustic pulses // Intern. Scientific Conf. Technical and Natural Sciences, SPb., June 2018. SPb.: National development, 2018. P. 28–32.

9. Найда С. А. Возбуждение коротких ультразвуковых импульсов недемпфированным пьезоэлектрическим преобразователем // Электроника и связь. 2012. № 2. С. 35–40. 10. Wolfgang S., Nelson N. H. Ultrasonic Transducers for Materials Testing and Their Characterization // Physical Acoustics / ed. by W. P. Mason, R. N. Thurston. 1979. Vol. 14. P. 277–406.

11. Uchino K. Advanced Piezoelectric Materials. Science and Technology. 2nd ed. Cambridge: Woodhead Publishing, 2017. 830 p.

12. Григорьев М. А., Толстиков А. В., Навроцкая Ю. Н. Возбуждение и прием коротких акустических импульсов многослойными пьезокерамическими преобразователями // Акуст. журн. 2003. Т. 49, № 4. С. 489–493.

13. Данилов В. Н., Воронкова Л. В. Исследование возможностей ультразвукового контроля чугуна с пластинчатым графитом с использованием стандартных прямых преобразователей // Контроль. Диагностика. 2020. Т. 23, № 1. С. 4–18.

14. Данилов В. Н., Воронкова Л. В. Исследование влияния затухания упругих продольных волн в чугуне с пластинчатым графитом на характеристики сигналов при ультразвуковом контроле // Контроль. Диагностика. 2019. № 6. С. 18–33.

15. Коновалов С. И., Кузьменко А. Г. Особенности импульсных режимов работы электроакустических пьезоэлектрических преобразователей. СПб.: Политехника, 2014. 294 с.

16. Konovalov S. I., Kuz'menko A. G. Effect of electrical circuits on duration of an acoustic pulse radiated by a piezoplate // J. Acoust. Soc. Am. 2009. Vol. 125, № 3. P. 1456–1460. doi: 10.1121/1.3075582

17. Коновалов С. И., Кузьменко А. Г. Исследование возможности излучения и приема коротких импульсов при использовании механического демпфирования или согласующих слоев // Дефектоскопия. 1998. № 8. С. 3–12.

Информация об авторах

Коновалов Сергей Ильич – кандидат технических наук (1999), доцент (2001), доцент кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 160 научных работ. Сфера научных интересов – неразрушающий контроль; теория электроакустических преобразователей; исследование импульсного режима работы пьезопреобразователей и систем излучения-приема.

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

E-mail: sikonovalov.eut@gmail.com

https://orcid.org/0000-0002-5033-344X

Юлдашев Зафар Мухамедович – доктор технических наук (1999), профессор (2001), заведующий кафедрой биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 255 научных работ. Сфера научных интересов – медицинское приборостроение, инструментальные методы медицинской диагностики, метрология.

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

E-mail: yuld@mail.ru

https://orcid.org/0000-0003-1075-3420

References

1. Nerazrushayuschiy kontrol'. Vol. 3. Ultrazvukovoiy kontrol' [Non-Destructive Testing: in 7 vol. Vol. 3. Ultrasonic Control]. Ed. by V. V. Klyuev. Moscow, Mashinostroenie, 2004, 864 p. (In Russ.)

2. Pribory dlya nerazrushayushchego kontrolya materialov i izdeliy: v 2-h kn. Kn. 1 [Instruments for Non-Destructive Testing of Materials and Products: in 2 Books. Book 1]. Ed. by V. V. Klyuev. Moscow, *Mashinostroenie*, 1986, 488 p. (In Russ.)

3. Potapov A. I., Syasko V. A. *Nerazrushayushchiye metody i sredstva kontrolya tolshchiny pokrytiy i izdeliy* [Non-Destructive Methods and Means of Controlling the Thickness of Coatings and Products]. SPb., *Gumanistika*, 2009, 904 p. (In Russ.)

4. Ul'trazvukovye preobrazovateli dlya nerazrushayushchego kontrolya [Ultrasonic Piezoelectric Transducers for Nondestructive Testing]. Ed. by I. N. Ermolov. Moscow, *Mashinostroenie*, 1986, 280 p. (In Russ.)

5. Konovalov S. I., Konovalov R. S., Tsaplev V. M., Yuldashev Z. M., Nefed'ev D. I. Synthesis and Correction of Acoustic Signals in Radiation-Reception Systems. Calculation and Design Algorithm. Measuring. Monitoring. Management. Control. 2022, no. 3, pp. 38– 46. doi: 10.21685/2307-5538-2022-3-4 (In Russ.)

6. Papadakis E. P., Oakley C. G., Selfridge A. R., Maxfield B. Fabrication and Characterization of Transducers. Physical Acoustics. 1999, vol. 24, pp. 43–134. doi: 10.1016/S0893-388X(99)80024-4

7. Sherman Ch. H., Butler J. L. Transducers and Arrays for Underwater Sound. New York, Springer, 2007, 610 p.

8. Stepanov B. G., Bystrova N. A. Method of Excitation of Plate Transducers for the Generation of Short Acoustic Pulses. Intern. Scientific Conf. Technical and Natural Sciences. SPb., June 2018. SPb., National development, 2018, pp. 28–32. 9. Naida S. A. Excitation of Short Ultrasonic Pulses by an Undamped Piezoelectric Transducer. Electronics and Communication. 2012, no. 2, pp. 35–40. (In Russ.)

10. Wolfgang S., Nelson N. H. Ultrasonic Transducers for Materials Testing and Their Characterization. Physical Acoustics. Ed. by W. P. Mason, R. N. Thurston. 1979, vol. 14, pp. 277–406.

11. Uchino K. Advanced Piezoelectric Materials. Science and Technology. 2nd ed. Cambridge, Woodhead Publishing, 2017, 830 p.

12. Grigor'ev M. A., Tolstikov A. V., Navrotskaya Yu. N. Generation and Reception of Short Acoustic Pulses by Multilayer Piezoelectric Transducers. Acoustical Physics. 2003, vol. 49, no. 4, pp. 489–493. (In Russ.)

13. Danilov V. N., Voronkova L. V. Investigation of the Possibilities of Ultrasonic Testing of Cast Iron with Lamellar Graphite Using Standard Normal Probe. Testing. Diagnostics. 2020, vol. 23, no. 1, pp. 4–18. (In Russ.)

14. Danilov V. N., Voronkova L. V. Investigation of the Effect of Attenuation of Elastic Longitudinal Waves in Cast Iron with Flake Graphite on the Characteristics of Signals during Ultrasonic Testing. Testing. Diagnostics. 2019, no. 6, pp. 18–33. (In Russ.)

15. Konovalov S. I., Kuz'menko A. G. Osobennosti impul'snykh rezhimov raboty elektro-akusticheskikh p'ezoelektricheskikh preobrazovatelei [Peculiarities of Pulsed Operating Modes of Electroacoustic Piezoelectric Transducers]. SPb., Politekhnika, 2014, 294 p. (In Russ.)

16. Konovalov S. I., Kuz'menko A. G. Effect of Electrical Circuits on Duration of an Acoustic Pulse Radiated By a Piezoplate. J. Acoust. Soc. Am. 2009, vol. 125, no. 3, pp. 1456–1460. doi: 10.1121/1.3075582

17. Konovalov S. I., Kuz'menko A. G. Short-Pulse Emission and Detection with Mechanical Damping or Matching Layers. Russian J. of Nondestructive Testing. 1998, vol. 34, no. 8, pp. 559–565. (In Russ.)

Information about the authors

Sergey I. Konovalov, Cand. Sci. (Eng.) (1999), Associate Professor (2001) of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 160 scientific publications. Area of expertise: nondestructive testing; the theory of electroacoustic transducers; the investigation of pulsed mode of operation of piezoelectric transducers and radiating-and-receiving systems.

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

https://orcid.org/0000-0002-5033-344X

Zafar M. Yuldashev, Dr Sci. (Eng.) (1999), Professor (2001), Head of the Department of Biotechnical Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 255 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; instrumental methods of medical diagnostics; metrology.

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

https://orcid.org/0000-0003-1075-3420

Метрология и информационно-измерительные приборы и системы УДК 621.317 https://doi.org/10.32603/1993-8985-2023-26-1-99-112

Научная статья

Расширение частотной характеристики измерителя импульсного магнитного поля на основе *RL*-интегратора

В. Н. Романцов¹, С. В. Романцов¹, Н. В. Романцова^{2⊠}

¹АО "31 ГПИСС" ОП "НИЦ 26 ЦНИИ", Санкт-Петербург, Россия

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

⊠ nvromantsova@mail.com

Аннотация

Bведение. В некоторых областях современной науки и техники необходимо проводить измерения амплитудновременных характеристик импульсного магнитного поля. Такие измерения проводят при испытаниях на стойкость к импульсному магнитному полю, при этом длительность фронта импульса магнитного поля составляет сотни наносекунд, а длительность импульса до полуспада – сотни микросекунд.

Цель работы. Разработка измерителя напряженности магнитного поля, обладающего линейной характеристикой преобразования, позволяющего проводить измерения длительности фронта, длительности импульса до полуспада и пикового значения напряженности импульсного магнитного поля.

Материалы и методы. Для измерения параметров импульсного магнитного поля существует несколько методов, в данной статье выбран индукционный метод. Для получения сигнала, пропорционального напряженности импульсного магнитного поля, сигнал с индукционного преобразователя интегрируют с использованием самоинтегрирующего индукционного преобразователя (*RL*-интегрирование) или при помощи внешнего *RC*интегратора. Первый способ показывает хорошие результаты при измерении сигналов длительностью сотни наносекунд, однако дает плохой результат при измерении параметров более длинных импульсов. Второй способ применяют для определения параметров сигналов длительностью сотни микро- и миллисекунд, данный способ дает большую погрешность при измерении параметров сигналов длительностью сотни наносекунд и меньше. Последовательное использование двух способов интегрирования приводит к возникновению дополнительной погрешности измерения длительности импульса до полуспада.

Результаты. Разработано устройство, которое позволило при помощи измерителя импульсного магнитного поля на основе *RL*-интегратора определять требуемые параметры импульса магнитного поля с относительными погрешностями 10, 10 и 9 % соответственно. Данное устройство устраняет ошибку, вызванную потерями в активном сопротивлении индукционного преобразователя, что позволяет провести измерение длительности импульса до полуспада без дополнительных погрешностей в условиях, когда длительность фронта импульса составляет сотни наносекунд, а длительность спада импульса – сотни микросекунд.

Заключение. Разработка функционального преобразователя позволила расширить частотную характеристику измерителя импульсного магнитного поля на основе *RL*-интегратора в область низких частот.

Ключевые слова: импульсное магнитное поле, индукционный преобразователь, молниезащита, напряженность магнитного поля, *RL*-интегратор, расширение частотной характеристики, функциональное преобразование

Для цитирования: Романцов В. Н., Романцов С. В., Романцова Н. В. Расширение частотной характеристики измерителя импульсного магнитного поля на основе *RL*-интегратора // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2023. Т. 26, № 1. С. 99–112. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-99-112

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 04.08.2022; принята к публикации после рецензирования 19.12.2022; опубликована онлайн 28.02.2023



Metrology, Information and Measuring Devices and Systems

Original article

Frequency Response Extension of a Pulsed Magnetic Field Meter Based on an *RL* Integrator

Vladimir N. Romantsov¹, Sergey V. Romantsov¹, Natalia V. Romantsova^{2⊠}

¹JSTC "31 SDI of SC" SD "SEC 26 of the CRI", St Petersburg, Russia

²Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

[™] nvromantsova@mail.com

Abstract

Introduction. Measurements of the amplitude-time characteristics of pulsed magnetic fields are required in various research and technology areas. Such measurements are carried out during pulsed magnetic field immunity testing, with the magnetic field pulse rise time being hundreds of ns, and the pulse duration to its half initial value (half-droop) being hundreds of μ s.

Aim. To develop a meter of magnetic field strength with a linear conversion characteristic for measuring the pulse rise time, the pulse duration to its half-droop, and the peak value of the pulsed magnetic field strength.

Materials and methods. Among several available methods for measuring pulsed magnetic field parameters, the induction method was selected. To obtain a signal proportional to the pulsed magnetic field strength, a signal from the induction transducer is integrated using a self-integrating induction transducer (*RL* integration) or by using an external *RC* integrator. The former method shows good results when measuring signals with a duration of hundreds of ns; however, this method is inefficient when measuring the parameters of longer-duration pulses. The latter method is used to determine the parameters of signals with a duration of hundreds of ns and methods of ns; however, this method gives a large error when measuring the parameters of signals with a duration of hundreds of ns and less. The consecutive use of the two integration methods leads to an additional error in the measurement of the pulse duration to its half-drop.

Results. A setup for determining the required magnetic field pulse parameters using a pulse magnetic field meter based on an *RL* integrator was developed. The relative measurement errors comprised 10, 10, and 9 %, respectively. The developed setup eliminates the error caused by losses in the active resistance of an induction transducer, thus enabling the pulse duration to its half-droop to be measured without additional errors under the pulse rise time of hundreds of ns and the pulse droop time of hundreds of μ s.

Conclusion. The development of a functional converter made it possible to extend the frequency response of a pulsed magnetic field meter based on an RL integrator to the low-frequency region.

Keywords: pulsed magnetic field, induction transducer, lightning protection, magnetic field strength, *RL* integrator, frequency response extension, functional transformation

For citation: Romantsov V. N., Romantsov S. V., Romantsova N. V. Frequency Response Extension of a Pulsed Magnetic Field Meter Based on an *RL* Integrator. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2023, vol. 26, no. 1, pp. 99–112. doi: 10.32603/1993-8985-2023-26-1-99-112

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

Submitted 04.08.2022; accepted 19.12.2022; published online 28.02.2023

Введение. В некоторых областях современной науки и техники необходимо проводить измерения амплитудно-временных характеристик импульсного магнитного поля. Для проведения испытаний технических средств, объектов и их комплектующих на стойкость к воздействию магнитных полей, исследования процессов, сопровождающих молниевый разряд, и для изучения вопросов экранирования необходимо выполнять измерения и регистрацию импульсов магнитного поля [1]. Молнии и сопровождающие их процессы могут наносить серьезный ущерб. При ударах молнии выделяются сотни мегаджоулей энергии. Для повреждения некоторых электронных систем достаточный уровень энергии несколько миллиджоулей, поэтому такие системы необходимо защищать от магнитных полей.

Особенно важно защищать электронные системы, которые обеспечивают безопасность, например, производств, а также системы, по-

100

вреждение которых может нанести серьезный экономический урон.

Основным способом проверки восприимчивости технических средств к воздействию импульсных магнитных полей является проведение экспериментальных исследований [2-4], В которых используются преобразователи напряженности импульсного магнитного поля.

Для испытаний на стойкость к импульсному магнитному полю изделие помещают в зону, имеющую равномерное магнитное поле. Для этой цели может применяться специальная катушка (катушка Гельмгольца), состоящая из двух параллельных коаксиальных плоских колец. Расстояние между кольцами должно равняться радиусу кольца. Средний диаметр кольца должен быть не менее чем в 2.5 раза больше габаритных размеров испытуемого объекта. Корпус и узлы крепления катушки должны быть изготовлены из немагнитных материалов.

Изделие подвергают воздействию магнитных полей в соответствии с реальными условиями эксплуатации.

Силу тока выбирают с таким расчетом, чтобы получить в центре катушки магнитное поле требуемой напряженности.

Напряженность магнитного поля вычисляется по формуле [5]

$$H = \frac{1.44IN}{D},\tag{1}$$

где *H* – напряженность магнитного поля; *I* – сила тока, протекающего через обмотку; N число витков обмотки каждого из колец; D средний диаметр кольца.

Испытуемый объект и катушку, создающую магнитное поле, поворачивают относительно друг друга до положения, при котором наблюдается максимальное влияние поля на изделие.

Изделие считается выдержавшим испытание, если во время и после проведения испытания его характеристики соответствуют требованиям, установленным в технических условиях на изделие.

Метрологическое обеспечение при экспериментальных исследованиях должно давать возможность получать в исследуемой точке при каждом испытании данные о значениях амплитудно-временных характеристик полей с суммарной погрешностью не более ±20 % для напряженности магнитного поля. Для измерения значений амплитудно-временных характеристик напряженности магнитного поля припреобразователи меняются напряженности магнитного поля.

Постановка задачи и метод ее решения.

Постановка задачи. Необходимо разработать измеритель напряженности магнитного поля, обладающий линейной характеристикой U(H), позволяющий проводить при помощи осциллографа измерение длительности фронта $T_{\rm th}$, длительности импульса до полуспада $T_{0.5}$ и пикового значения напряженности импульсного магнитного поля $H_{\rm max}$. На рис. 1 представлена форма напряженности импульсного магнитного поля для повторного молниевого разряда, данный импульс может служить примером измеряемого сигнала.





Fig. 1. Standard form of the pulsed magnetic field strength of a repeated lightning strike Расширение частотной характеристики измерителя импульсного магнитного поля на основе *RL*-интегратора

Frequency Response Extension of a Pulsed Magnetic Field Meter Based on an RL Integrator



Puc. 2. Структура измерительного канала *Fig.* 2. Measuring channel block diagram

Длительность фронта импульса $T_{\Phi} = 0.3$ мкс; длительность импульса до полуспада $T_{0.5} = 100$ мкс; диапазон пикового значения напряженности импульсного магнитного поля H_{max} от 100 до 3000 А/м.

Описание измерительного канала. Измерительный канал в общем случае состоит из ряда преобразователей (рис. 2): первичного измерительного преобразователя (ПИП); вторичного измерительного преобразователя (ВИП); нормирующего преобразователя (НП); аналогоцифрового преобразователя (АЦП); персонального компьютера (ПК).

В частных случаях некоторые отдельные преобразования, такие как вторичное измерительное преобразование, могут не выполняться. Также несколько преобразований возможно выполнять при помощи одного устройства.

Предположим, что результирующая погрешность измерения состоит из случайных некоррелированных составляющих, тогда среднее квадратическое отклонение результирующей погрешности определяется выражением

$$\sigma_{\Sigma} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \sigma_i^2},$$

где *n* – число суммируемых составляющих погрешности; σ_i^2 – дисперсия *i*-й составляющей погрешности. Доверительный интервал случайной погрешности можно найти по выражению

$$\delta_{\Sigma} = \pm k_{\Sigma}^{P} \sigma_{\Sigma},$$

где k_{Σ}^{P} – коэффициент, зависящий от закона распределения результирующей погрешности с доверительной вероятностью *P*. При суммировании составляющих, имеющих симметричные законы распределения, можно пользоваться приближенными значениями k_{Σ}^{P} : при доверительной вероятности P = 0.90 коэффициент $k_{\Sigma}^{0.90} \approx 1.6$; при доверительной вероятности P = 0.95 коэффициент 102

 $k_{\Sigma}^{0.95} \approx 1.8$. При этом погрешность в определении δ_{Σ} не превышает $\pm 10 \%$ [6].

Индукционный преобразователь. Существует несколько основных методов измерения напряженности магнитного поля: индукционный метод, метод феррозонда, методы с использованием эффекта Холла, Фарадея, магнитосопротивления [7-9]. Для измерения параметров импульсного магнитного поля был выбран индукционный метод, поэтому первичный измерительный преобразователь был построен на основе индукционного преобразователя (ИП). Метод основан на появлении электродвижущей силы (ЭДС) в катушке, находящейся в переменном магнитное поле. Метод позволяет с приемлемой точностью исследовать параметры магнитного поля в диапазоне частот от единиц герц до десятков мегагерц и в диапазоне амплитуд от долей миллиампер на метр до сотен тысяч ампер на метр. Сложностью при реализации измерений индукционным методом является слабая помехозащищенность.

При помещении ИП в изменяющееся магнитное поле в нем наводится ЭДС, которая в соответствии с законом электромагнитной индукции пропорциональна скорости изменения магнитного поля:

$$e_d = -\mu_0 \mu_r SW \frac{dH}{dt} \cos \varphi, \qquad (2)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная; μ_r – относительная магнитная проницаемость ма-



Расширение частотной характеристики измерителя импульсного магнитного поля на основе *RL*-интегратора Frequency Response Extension of a Pulsed Magnetic Field Meter Based on an *RL* Integrator териала сердечника ИП; S – площадь рамки; W – количество витков в рамке; ϕ – угол между направлением вектора **H** и нормалью к рамке [10–13].

При $\phi=0$ в индукционном преобразователе наводится максимум ЭДС. На рис. 3 приведена эквивалентная схема ИП.

Цепь, приведенная на рис. 3, описывается дифференциальным уравнением

$$\begin{split} e_d = LC_p \, \frac{d^2 U_{\text{BMX}}}{dt^2} + \\ + & \left(\frac{L}{R_T} + R_p C_p\right) \frac{dU_{\text{BMX}}}{dt} + \left(1 + \frac{R_p}{R_T}\right) U_{\text{BMX}}, \end{split}$$

где e_d – ЭДС, наводимая в ИП; L – индуктивность ИП; C_p – суммарная паразитная емкость ИП; R_T – входное сопротивление интегратора; R_p – сопротивление ИП; $U_{\rm Bbix}$ – выходное напряжение ИП.

Для уменьшения искажения формы измеряемого импульса используют ИП с критически согласованной передаточной характеристикой [10].

Для получения сигнала, пропорционального напряженности импульсного магнитного поля, необходимо сигнал с ИП проинтегрировать, для чего применяют один из двух способов:

 интегрирование с использованием самоинтегрирующего ИП (*RL*-интегрирование);

- интегрирование внешним *RC*-интегратором.

Для измерения магнитных полей наносекундного диапазона предпочтителен измеритель напряженности магнитного поля (ИНМП) с самоинтегрирующими ИП, в то время как для измерения магнитных полей микро- и миллисекундного диапазонов – ИНМП с *RC*интегратором [7, 14–16].

Для измерения напряженности импульсного магнитного поля, имеющего форму, представленную на рис. 1, необходимо использовать ИП с *RL*-интегратором для измерения фронта импульса и ИП с *RC*-интегратором для измерения времени импульса до полуспада, так как длительность импульса до полуспада в 300 раз больше длительности фронта импульса.

Продемонстрируем отличия применения RC- и RL-интеграторов на примере. На рис. 4 представлена осциллограмма фронта импульса на выходе *RL*-интегратора, на рис. 5 – осциллограмма полного импульса на выходе RLинтегратора. Коэффициент преобразования по амплитуде *RL*-интегратора составляет 5.5·10⁻³ В/(А/м). Видно, что фронт импульса длительностью 250 нс и максимальное значение напряженности импульсного магнитного поля переданы достаточно хорошо, однако длительность импульса до полуспада на осциллограмме на порядок меньше, чем длительность импульса напряженности магнитного поля до полуспада (см. рис. 1).



Рис. 4. Осциллограмма фронта импульса на выходе RL-интегратора (2 В/дел, 200 нс/дел)

Fig. 4. Oscillogram of the pulse rise at the *RL* integrator output (2 V/div, 200 ns/div)

Расширение частотной характеристики измерителя импульсного магнитного поля на основе *RL*-интегратора

Frequency Response Extension of a Pulsed Magnetic Field Meter Based on an RL Integrator



Puc. 5. Осциллограмма полного импульса на выходе *RL*-интегратора (2 В/дел, 5 мкс/дел) *Fig. 5.* Oscillogram of the total pulse at the *RL* integrator output (2 V/div, 5 µs/div)



Puc. 6. Осциллограмма напряжения на выходе *RC*-интегратора (100 мВ/дел, 20 мкс/дел) *Fig. 6.* Oscillogram of *RC* integrator output voltage (100 mV/div, 20 µs/div)

Для измерения длительности импульса до полуспада RL-интегратор заменяется RC-интегратором с коэффициентом преобразования $3.2 \cdot 10^{-4}$ B/(A/м). На рис. 6 представлена осциллограмма импульса на выходе RC-интегратора, на которой видно, что фронт импульса изменил свою форму, что, в свою очередь, затрудняет определение начала отсчета длительности импульса до полуспада и вносит погрешность измерения данной временной характеристики.

Чтобы исключить погрешность, необходимо отказаться от совместного применения *RL*- и *RC*интеграторов и разработать дополнительное устройство, которое позволит при использовании *RL*-интегратора измерять не только длительность фронта, но также длительность импульса до полуспада. Данное устройство совместно с *RL*интегратором будет выполнять интегрирование ЭДС индукционного преобразователя и расширит частотную характеристику измерителя импульсного магнитного поля в область низких частот.



Рис. 7. Схема замещения ИП с внутренним сопротивлением R₁ и резистором R₂, с которого снимается выходной сигнал

Fig. 7. Equivalent circuit of the IT with internal resistance R_1 and the resistor R_2 from which the output signal is picked up

Разработка устройства для расширения частотной характеристики преобразователя импульсного магнитного поля с RLинтегратором. Если представить индукционный преобразователь в виде индуктивности L и внутренним сопротивлением R_1 , то, включив в схему сопротивление R_2 , получим схему, изображенную на рис. 7, через перечисленные элементы будет протекать ток i(t).

В этом случае проинтегрированный сигнал e_d будет эквивалентен сигналу напряженности магнитного поля H. Необходимо выразить напряженность магнитного поля через значение сигнала $U_{\rm Bbix}$. При изменении потока вектора магнитной индукции через площадь рамки ИП возникает ЭДС электромагнитной индукции в соответствии с законом Фарадея. Эта ЭДС индуцирует в замкнутом контуре индукционный ток (в соответствии с законом Ома). Напряжение, пропорциональное скорости изменения напряженности магнитного поля, определяется согласно выражению

$$e_d = U_L + U_{R_1} + U_{R_2}$$

где U_L – напряжение, падающее на индуктивности L; U_{R_1} – напряжение, падающее на внутреннем сопротивлении R_1 ИП; U_{R_2} – напряжение, падающее на резисторе R_2 .

Выразим напряжения через ток $i = \frac{U_{\text{вых}}}{R_2}$:

$$e_d(t) = L\frac{di(t)}{dt} + i(t)R_1 + U_{\text{Bbix}}(t) =$$

$$=\frac{L}{R_{2}}\frac{dU_{\text{Bbix}}\left(t\right)}{dt}+U_{\text{Bbix}}\left(t\right)\frac{R_{1}}{R_{2}}+U_{\text{Bbix}}\left(t\right),$$

так как согласно (2) $H \sim \int_{0}^{t} e_{d} dt$, проинтегриро-

вав обе части уравнения, получим:

$$\int_{0}^{t} e_{d} dt = \frac{L}{R_{2}} U_{\text{BMX}} + \frac{R_{1}}{R_{2}} \int_{0}^{t} U_{\text{BMX}} dt + \int_{0}^{t} U_{\text{BMX}} dt;$$
$$H \sim \left[\left(\frac{R_{1}}{R_{2}} + 1 \right) \int_{0}^{t} U_{\text{BMX}} dt + \frac{L}{R_{2}} U_{\text{BMX}} \right],$$

где $\frac{L}{R_2}U_{\text{вых}}$ – сигнал на выходе *RL*-интегратора;

$$\left(\frac{R_1}{R_2} + 1\right) \int_0^t U_{\text{Bbix}} dt \tag{3}$$

- составляющая сигнала на выходе измерительного преобразователя, обуславливающая отличие напряженности магнитного поля от значения выходного напряжения U_{вых} RLинтегратора. Данная составляющая вызвана потерями в активном сопротивлении катушки (R_1) и сопротивлении (R_2) . Составляющая (3) приводит к резкому уменьшению длительности импульса (см. рис. 5) на выходе *RL*-интегратора по сравнению с длительностью импульса напряженности магнитного поля (см. рис. 1). Функциональное преобразование, компенсирующее составляющую (3), позволит расширить частотную характеристику измерителя импульсного магнитного поля на основе RLинтегратора в область низких частот.

Результаты. Была разработана электрическая схема (рис. 8), состоящая из интегратора на операционном усилителе (ОУ) и сумматора на ОУ, которая осуществляет функциональное преобразование, компенсирующее составляющую сигнала на выходе измерительного преоб-

разователя (3). Коэффициент $\frac{R_1}{R_2}$ уравнения (3)

подбирался при настройке схемы переменными резисторами и коэффициентами усиления интегратора и сумматора на ОУ. Сигнал на выходе интегратора инвертированный, поэтому используется схема параллельного сумматора.



Рис. 8. Электрическая схема, реализующая функциональное преобразование

Fig. 8. Electrical circuit implementing the functional transformation

Интегрирующее и суммирующее устройства выполнены на операционном усилителе AD8056.

Интегратор выполнен на ОУ DA1.1 конденсаторе C4 и резисторе R4. Резистор R5 используется для разряда конденсатора C4 (сбрасывает интегратор в ноль). Схема параллельного сумматора выполнена на ОУ DA1.2. Конденсаторы C1, C8 и C9блокируют ОУ от постоянного напряжения. Диоды VD1 и VD2 защищают ОУ по входу от перенапряжения. Конденсаторы C2, C5, C6, C7 и резисторы R1, R17 фильтруют высокочастотную помеху. Делитель на резисторах R6, R7 и R8 нужен для коррекции напряжения смещения на выходе DA1.1. Звено коррекции на резисторе R3 и конденсаторе C3 увеличивает частоту интегратора. Настройка параметров схемы осуществлялась экспериментально, подстройкой резисторов R2 и R9.



Рис. 9. Электрическая схема ИП с *RL*-интегратором и делителем

Fig. 9. IT electrical circuit with RL integrator and divider

Схема ИП с *RL*-интегратором представлена на рис. 9.

RL-интегратор построен на индуктивности ИП и резисторе R19, делитель, выполненный на резисторах R20 и R21, делит выходное напряжение 1 к 7. Конденсатор C14 добавлен в схему для фильтрации высокочастотной помехи.

Структурная схема измерителя импульсного магнитного поля на основе *RL*-интегратора, предназначенного для измерения амплитудновременных параметров напряженности импульсного магнитного поля с регистрацией данных на осциллограф, представлена на рис. 10. Преобразователь состоит из индукционного преобразователя с RL-интегратором и делителем, выполняющих функцию первичного преобразования; функционального преобразователя, который обеспечивает линейность характеристики преобразования, а также усиливает сигнал; осциллографа, выполняющего функцию АЦП и хранения данных; оптоволоконной линии (ОЛ) USB, предназначенной для передачи данных на ПК; ПК, выполняющего функции масштабирования, визуализации и хранения данных.

Индукционный преобразователь представлен на рис. 11. Индукционный преобразователь



на основе *RL*-интегратора Frequency Response Extension of a Pulsed Magnetic Field Meter Based on an *RL* Integrator



Puc. 11. Внешний вид ИП *Fig. 11.* IT appearance

состоит из многовитковой катушки, которая располагается внутри металлического корпуса с радиальным разрезом. Внутри корпуса также размещен интегрирующий резистор *R*19.

Блок осциллографа состоит из функционального преобразователя (см. рис. 8), блока питания 5 В и USB-осциллографа АКИП-73203D MSO и части оптической линии связи. Все части блока осциллографа расположены в дюралюминиевом корпусе. Внешний вид блока осциллографа и оптоволоконного кабеля представлен на рис. 12.

Использование оптоволоконного кабеля позволяет уменьшить наведенные помехи.

Данная конструкция измерителя напряженности импульсного магнитного поля позволяет передать на осциллограф импульс напряжения, практически совпадающий по форме с напряженностью импульсного магнитного поля, представленного на рис. 1.

Обсуждение. Проверка функционирования измерителя напряженности импульсного маг-



Рис. 12. Внешний вид блока осциллографа и оптоволоконного кабеля



нитного поля с расширенной частотной характеристикой на основе RL-интегратора. Целью проведения проверки является определение работоспособности и временноамплитудных параметров преобразователя и коэффициента преобразования. Для воспроизведения магнитного поля молниевых разрядов использовался имитатор молниевых разрядов – ИМП-МР, состоящий из генераторной части (ГИН-500) и устройства полеобразования магнитного поля в виде катушек Гельмгольца.

Напряженность магнитного поля в центре колец вычислялась по (1). Для использованных колец:

$$H = 1.44I.$$
 (4)

Ток *I* измерялся шунтом. Сопротивление шунта равно 0.05 Ом. Шунт позволяет измерять импульсы тока с длительностью фронта ≥ 10 нс. Ток и напряженность магнитного поля измерялись одновременно двухканальным USB-осциллографом. На рис. 13 представлена схема испытательной установки.

Технические характеристики имитатора и параметры магнитного поля, создаваемого имитатором ИМП-МР, представлены в табл. 1.





Fig. 13. Lightning discharge magnetic field simulation scheme

Табл. 1.	Технические характеристики ИМП-МІ)
Tab.	1. Technical characteristics of MFS-LD	

Dell'	Характеристика	Значение
	Напряженность магнитного поля, А/м	3050
	Длительность фронта импульса, мкс	0.3
	Длительность импульса, мкс	104
	Номинальное напряжение имитатора, кВ	500
ì	Размер устройства полеобразования	
	магнитного поля молниевого разряда	1
earance	(кольца Гельмгольца), диаметр, м	
a	Длительность импульса, мкс Номинальное напряжение имитатора, кВ Размер устройства полеобразования магнитного поля молниевого разряда (кольца Гельмгольца), диаметр, м	104 500 1

Расширение частотной характеристики измерителя импульсного магнитного поля на основе *RL*-интегратора

Frequency Response Extension of a Pulsed Magnetic Field Meter Based on an RL Integrator



Рис. 14. Осциллограмма. Сигнал с датчика магнитного поля – синий (20 мВ/дел, 100 нс/дел). Сигнал с шунта – красный (20 А/дел, 100 нс/дел)









Рис. 16. Осциллограмма. Сигнал с датчика магнитного поля – синий (100 мВ/дел, 2 мкс/дел). Сигнал с шунта – красный (80 А/дел, 2 мкс/дел) Fig. 16. Oscillogram. The magnetic field sensor signal is blue (100 mV/div, 2 µs/div).

The shunt signal is red (80 A/div, 2 µs/div)

Расширение частотной характеристики измерителя импульсного магнитного поля на основе *RL*-интегратора Frequency Response Extension of a Pulsed Magnetic Field Meter Based on an *RL* Integrator
При разряде ГИН-500 через резистор *R*2 на кольца Гельмгольца (КГ) в объеме устройства полеобразования происходит формирование импульса магнитного поля.

Данные измерений представлены на осциллограммах (рис. 14, 15). Сигнал с преобразователя напряженности импульсного магнитного поля на осциллограмме окрашен в синий цвет, сигнал с шунта окрашен в красный цвет.

Калибровка по амплитуде проведена по осциллограмме, представленной на рис. 16. При этом индукционный преобразователь был размещен в центре системы КГ, и плоскость индукционного преобразователя была параллельна плоскости колец.

Максимальное измеренное значение тока, проходящего через шунт, $I_{\text{max}} = 238$ А; напряженность магнитного поля в центре КГ H_{max} согласно (4) – 342 А/м. Максимальное значение напряжения на датчике $U_{\text{изм}} = 309$ мВ. Таким образом, коэффициент преобразования по напряженности магнитного поля K:

$$H_{\text{max}} = \frac{U_{\text{H3M}}}{K},$$
$$K = 9.03 \cdot 10^{-4} \frac{\text{B}}{\text{A/M}}$$

На рис. 15 видно, что форма импульса, измеренного датчиком, и сигнал с шунта совпадают вплоть до времени 400 мкс, что примерно в 4 раза больше значения измеряемой длительности импульса до полуспада $T_{0.5}$. Таким образом, была подтверждена работоспособность преобразователя напряженности импульсного магнитного поля, позволяющего расширить частотный диапазон работы измерителя импульсного магнитного поля на основе *RL*-интегратора, и определен коэффициент преобразования.

Определение метрологических характеристик измерителя импульсного магнитного поля. Оценка показателей погрешности измерений амплитудно-временных характеристик напряженности магнитного поля проводилась с помощью прямых многократных независимых измерений по плану статистической обработки группы результатов прямых многократных (менее пятнадцати) независимых однотипных измерений n = 5. Магнитное поле создавалось ИМП-МР (см. табл. 1) и контролировалось сигналом с шунта (см. рис. 13). Таким образом, точностные характеристики параметров импульсного магнитного поля, созданного ИМП-МР, определяются погрешностью USB-осциллографа и шунта, а также точностью геометрии КГ.

Обработке подвергались следующие параметры импульсов напряженности магнитного поля:

 максимальное значение напряженности магнитного поля;

– длительность импульса до полуспада;

 – длительность переднего фронта импульса на уровне 0.1 и 0.9 от максимального значения.

В табл. 2 представлены результаты измерений параметров магнитного поля.

Табл. 2. Результаты измерений параметров магнитного поля разработанным измерителем Tab. 2. Measurement results of the magnetic field parameters by the developed meter

N⁰	Максимальное значение	Длительность переднего	Длительность импульса
измерения	напряженности магнитного поля, А/м	фронта импульса, мкс	до полуспада, мкс
1	3050	0.3	100
2	3040	0.29	101
3	3050	0.3	102
4	3060	0.3	100
5	3050	0.31	100

Табл. 3. Результаты обработки параметров напряженности магнитного поля

	Tab.	3.	Results	of	processing	the	magnetic	field	strength	parameter	s
--	------	----	---------	----	------------	-----	----------	-------	----------	-----------	---

Параметр	Значение	Полная погрешность (Δ)	Доверительная вероятность (P)
Максимальное значение напряженности магнитного поля, А/м	3050	270	0.95
Длительность импульса до полуспада, мкс	104	10	0.95
Длительность переднего фронта импульса, мкс	0.3	0.03	0.95

Расширение частотной характеристики измерителя импульсного магнитного поля на основе *RL*-интегратора

Frequency Response Extension of a Pulsed Magnetic Field Meter Based on an RL Integrator

Результаты обработки параметров напряженности магнитного поля в центре рабочего объема имитатора электромагнитных полей молниевых разрядов приведены в табл. 3.

Погрешность измерения максимального значения напряженности магнитного поля молниевого разряда составляет ± 270 А/м при доверительной вероятности P = 0.95.

Погрешность длительности переднего фронта импульса и погрешность длительности импульса на уровне 0.5 напряженности магнитного поля составили 0.03 мкс и ± 10 мкс соответственно при доверительной вероятности P = 0.95.

Заключение. В статье описана разработка и создание устройства, которое позволило при помощи измерителя импульсного магнитного поля на основе *RL*-интегратора определять три параметра импульса магнитного поля: длительность фронта, длительность импульса до

1. Требования устойчивости и стойкости технических систем к воздействию импульсных электромагнитных полей / Н. В. Балюк, С. Д. Орлов, В. В. Оленевский, Д. Н. Стецюк // Технологии электромагнитной совместимости. 2022. № 2 (81). С. 3–19.

2. Методика и результаты испытаний защитного действия активного молниеотвода / В. М. Куприенко, Г. А. Акомелков, В. Н. Романцов, Н. М. Орехов, А. И. Хлебников // Изв. Российской академии наук. Энергетика. 2015. № 3. С. 129–139.

3. Проведение испытаний на молниестойкость экспериментальных и конструктивно-подобных образцов, выполненных из углепластика, с молниезащитным покрытием / А. Г. Гуняева, Л. В. Черфас, О. А. Комарова, В. М. Куприенко // Тр. ВИАМ. 2017. № 7 (55). С. 10. doi: 10.18577/2307-6046-2017-0-7-10-10

4. Skoblikov O., Kniaziev V. Penetration of lightning electromagnetic pulses into metallic enclosures with apertures // Electric Power Systems Research. 2014. Vol. 113. P. 48–63. doi: 10.1016/j.epsr.2014.03.014

5. Гормаков А. Н., Ульянов И. А. Расчет и моделирование магнитных полей, создаваемых системой "кольца Гельмгольца – соленоид" // Фундаментальные исследования. 2015. № 3. С. 40–45.

6. Ивановский И. К. Статистические особенности трещинообразования на поверхности плоских глинистых образцов пластического формования при нагреве тепловым потоком // Энергетика. Изв. высш. учеб. заведений и энергетических объединений СНГ. 2003. № 4. С. 54–68. doi: 10.21122/1029-7448-2003-0-4-54-68 полуспада и максимальное значение напряженности магнитного поля. Данное устройство устраняет ошибку, вызванную потерями в активном сопротивлении катушки R_1 и сопротивлении R_2 (3), что позволяет провести измерение длительности до полуспада импульса без дополнительных погрешностей в условиях, когда длительность фронта импульса составляет сотни наносекунд, а длительность спада импульса на 2 порядка больше.

Разработанное устройство состоит из интегратора на операционном усилителе и сумматора на операционном усилителе. На основе разработанного устройства был создан измеритель напряженности импульсного магнитного поля, для которого была проведена экспериментальная проверка работоспособности и определены метрологические характеристики.

Список литературы

7. Шаламов С. П. Измерение импульсных магнитных полей // Вестн. НТУ "ХПИ". Техника и электрофизика высоких напряжений. 2014. № 50. С. 161–168.

8. Средства измерений импульсных электромагнитных полей и токов / К. Ю. Сахаров, В. А. Туркин, О. В. Михеев, А. В. Сухов, В. Л. Уголев, М. Ю. Денисов // Технологии электромагнитной совместимости. 2020. № 1(72). С. 63–76.

9. Отечественные и зарубежные патенты по магнитометрическим датчикам и магнитометрам за 1994– 2003 годы / А. А. Игнатьев, А. В. Ляшенко, В. А. Костяков, С. П. Кудрявцева, Л. А. Романченко, Л. С. Сотов, Л. Л. Страхова, А. Л. Хвалин // Гетеромагнитная микроэлектроника. 2004. № 1. С. 149–162.

10. Schwab A. J. Hochspannungsmesstechnik. Messgeräte und Messverfahren. Klassiker der Technik. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2011. 236 p. doi: 10.1007/978-3-642-19882-3 (in German)

11. Панин В. В., Степанов Б. М. Измерение импульсных магнитных и электрических полей. М.: Энергоатомиздат, 1987. 120 с.

12. Метрологическое обеспечение эксплуатации высоковольтных импульсных электроразрядных установок / Ю. С. Немченко, И. П. Лесной, Б. Н. Лантушко, В. В. Князев // Вестн. НТУ "ХПИ". Техника и электрофизика высоких напряжений. 2004. № 35. С. 29–54.

13. Глухов О. А., Глухов Д. О. Расчет параметров индукционного датчика тока на базе катушки Роговского // Изв. высш. учеб. заведений. Проблемы энергетики. 2015. № 3–4. С. 124–131. doi: 10.30724/1998-9903-2015-0-3-4-124-131

14. Немченко Ю. С. Широкополосные средства измерения импульсных магнитных полей // Вестн. НТУ "ХПИ". 2007. № 20. С. 132–146.

15. Шаламов С. П. Датчик для измерения токов наносекундного диапазона на основе индукционного преобразователя // Электротехника и электромехани-

ка. 2016. № 5. С. 57–60. doi: 10.20998/2074-272Х.2016.5.09

16. Немченко Ю. С., Шаламов С. П. Индукционный преобразователь импульсного магнитного поля молнии // Вестн. НТУ «ХПИ». 2015. № 20 (1129). С. 99–108.

Информация об авторах

Романцов Владимир Николаевич – специалист по направлению "Инженерная электрофизика" (1986), главный специалист АО "31 Государственный проектный институт специального строительства" обособленного подразделения "НИЦ 26 Центрального научно-исследовательского института". Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – измерительная техника; молниезащита; электромагнитная совместимость.

Адрес: АО "31 ГПИСС" ОП "НИЦ 26 ЦНИИ", ул. Атаманская, д. 6, Санкт-Петербург, 191167, Россия E-mail: v.romantsov@internet.ru

Романцов Сергей Владимирович – магистр по направлению "Приборостроение" (2020), ведущий инженер АО "31 Государственный проектный институт специального строительства" обособленного подразделения "НИЦ 26 Центрального научно-исследовательского института". Автор четырех научных публикций. Сфера научных интересов – измерительная техника; молниезащита; электромагнитная совместимость. Адрес: АО «31 ГПИСС» ОП «НИЦ 26 ЦНИИ», ул. Атаманская, д. 6, Санкт-Петербург, 191167, Россия E-mail: romantsov89@gmail.com

Романцова Наталия Владимировна – кандидат технических наук (2015), доцент кафедры информационно-измерительных систем и технологий Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 51 научной работы. Сфера научных интересов – информационно-измерительные системы; метрологический анализ.

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

E-mail: nvromantsova@mail.com

https://orcid.org/0000-0001-7764-0338

References

1. Balyuk N. V., Orlov S. D., Olenevsky V. V., Stetsyuk D. N. Requirements for the Stability and Resistance of Technical Systems to the Effects of Pulsed Electromagnetic Fields. Technologies of Electromagnetic Compatibility. 2022, no. 2 (81), pp. 3–19. (In Russ.)

2. Kuprienko V. M., Akomelkov G. A., Romantsov V. N., Orekhov N. M., Khlebnikov A. I. Test Technique and Results of Active Lightning-Conductor Protective Action. Proc. of the Russian Academy of Sciences. Power Engineering. 2015, no. 3, pp. 129–139. (In Russ.)

3. Gunyaeva A. G., Cherfas L. V., Komarova O. A., Kuprienko V. M. Carrying out Tests for Resistance to Lightnings of the Experimental and Constructive and Similar Samples Executed from Carbon Plastic, with Covering Protected from Lightnings. Proc. of VIAM. 2017, no. 7 (55), pp. 10. doi: 10.18577/2307-6046-2017-0-7-10-10 (In Russ.)

4. Skoblikov O., Kniaziev V. Penetration of Lightning Electromagnetic Pulses into Metallic Enclosures with Apertures. Electric Power Systems Research. 2014, vol. 113, pp. 48–63. doi: 10.1016/j.epsr.2014.03.014

5. Gormakov A. N., Ulyanov I. A. Calculation and Modeling of Magnetic Fields Generated By the System "Helmholtz Rings-Solenoid". Fundamental Research. 2015, no. 3, pp. 40–45. (In Russ.)

6. Ivanovsky I. K. Statistical Peculiar Features of Surface Cracking on Flat Clay Samples of Plastic Moulding when Heated by Heat Flow. Energetika. Proc. of CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations. 2003, no. 4. pp. 54–68. doi: 10.21122/1029-7448-2003-0-4-54-68 (In Russ.)

7. Shalamov S. P. Measurement of Pulsed Magnetic Fields. *Vestnik NTU "KhPI". Tekhnika i elektrofizika vysokikh napryazhenii* [Bulletin of NTU "KhPI". High Voltage Engineering and Electrophysics]. 2014, no. 50, pp. 161–168. (In Russ.)

8. Sakharov K. Yu., Turkin V. A., Mikheev O. V., Sukhov A. V., Ugolev V. L., Denisov M. Yu. Measuring Instruments of Transient Electromagnetic Fields and Currents. *Tekhnologii elektromagnitnoi sovmestimosti* [Electromagnetic compatibility technologies]. 2020, no. 1(72), pp. 63–76. (In Russ.)

9. Ignatiev A. A., Lyashenko A. V., Kostyakov V. A., Kudryavceva S. P., Romanchenko L. A., Sotov L. S., Strakhova L. L., Khvalin A. L. Russian and Foreign Patents on Magnetometrical Sensors and Magnetometers from 1994 to 2003 Years. Heteromagnetic Microelectronics. 2004, no. 1, pp. 149–162. (In Russ.)

10. Schwab A. J. Hochspannungsmesstechnik. Messgeräte und Messverfahren. Klassiker der Technik. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011, 236 p. doi: 10.1007/978-3-642-19882-3 (In German)

11. Panin V. V., Stepanov B. M. Izmerenie impul'snykh magnitnykh i elektricheskikh polei [Measurement of Pulsed Magnetic and Electric Fields]. Moscow, *Energoatomizdat*, 1987, 120 p. (In Russ.)

12. Nemchenko Yu. S., Lesnoi I. P., Lantushko B. N., Knyazev V. V. Metrological Support of Operation of High-Voltage Pulsed Electric Discharge Installations. *Vestnik NTU "KhPI". Tekhnika i elektrofizika vysokikh napryazhenii* [Bulletin of NTU "KhPI". High voltage engineering and Electrophysics]. 2004, no. 35, pp. 29–54. (In Russ.)

13. Glukhov O. A., Glukhov D. O. The Computation of Parameters of Induction Current Sensor Based on Rogowski Coil. Power Engineering: Research, Equipment, Technology. 2015, no. 3-4, pp. 124-131. doi: 10.30724/1998-9903-2015-0-3-4-124-131 (In Russ.)

14. Nemchenko Yu. S. Broadband Means of Measuring Pulsed Magnetic Fields. *Vestnik NTU "KhPI"* [Bulletin of NTU "KhPI"]. 2007, no. 20, pp. 132–146. (In Russ.)

15. Shalamov S. P. An Induction Sensor for Measuring Currents of Nanosecond Range. Electrical Engineering & Electromechanics. 2016, no. 5, pp. 57–60. doi: 10.20998/2074-272X.2016.5.09 (In Russ.)

16. Nemchenko Yu. S., Shalamov S. P. Induction Converter of Pulsed Magnetic Field of Lightning. *Vestnik NTU "KhPI"* [Bulletin of NTU "KhPI"]. 2015, no. 20 (1129), pp. 99–108. (In Russ.)

Information about the authors

Vladimir N. Romantsov, engineer in "Engineering Electrophysics" (1986), chief specialist of JSC "31 State Design Institute of Special Construction" of a separate subdivision "SIC 26 of the Central Research Institute". The author of 1 scientific publication. Area of expertise: electrophysics; lightning protection; electromagnetic compatibility.

Address: JSTC "31 SDI of SC" SD "SEC 26 of the CRI", 6, Atamanskaya St., St Petersburg 191167, Russia E-mail: v.romantsov@internet.ru

Sergey V. Romantsov, Master in "Instrument Engineering " (2020), leading engineer of JSC "31 State Design Institute of Special Construction" of a separate subdivision "SIC 26 of the Central Research Institute". The author of 4 scientific publications. Area of expertise: measuring equipment; lightning protection; electromagnetic compatibility. Address: JSTC "31 SDI of SC" SD "SEC 26 of the CRI", 6, Atamanskaya St., St Petersburg 191167, Russia E-mail: romantsov89@gmail.com

Natalia V. Romantsova, Can. Sci. (Eng.) (2015), Associate Professor of the Department of Informationmeasuring Systems and Technologies of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 51 scientific publications. Area of expertise: information and measurement systems; metrological analysis.

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

https://orcid.org/0000-0001-7764-0338

Знаменательные даты



К 70-ЛЕТИЮ СО ДНЯ РОЖДЕНИЯ В. М. КУТУЗОВА

Сферу научной деятельности В. М. Кутузова можно определить одним словом – радиолокация. При его непосредственном участии и под его руководством было разработано множество радиолокационных систем и комплексов, решающих самые разнообразные задачи. Он был одним из пионеров использования в радиолокации широкополосных сигналов, без чего сейчас уже не мыслится дальнейшее развитие радиолокационной техники.

В 1992 г. В. М. Кутузов стал одним из основателей и первым директором научно-исследовательского института радиоэлектронных систем прогнозирования чрезвычайных ситуаций "Прогноз" при СПбГЭТУ "ЛЭТИ". Разработки этого НИИ, успешно функционирующего и в настоящее время, известны не только в России, но и далеко за ее пределами и вносят существенный вклад в положительный имидж университета.

В. М. Кутузов – автор свыше 250 печатных научных и учебно-методических работ и 15 изобретений. Среди его книг – монографии, учебники и учебные пособия по радиолокационным системам и комплексам.

В 1998 г. В. М. Кутузов стал проректором по научной работе СПбГЭТУ "ЛЭТИ", а в 2003 г. первым проректором по научно-образовательной деятельности. На этих ответственных постах он проявил себя прекрасным организатором. Немалая его заслуга и в том, что в те нелегкие годы университет сохранил свой научный и педагогический потенциал.

В 2009 г. В. М. Кутузов был избран ректором СПбГЭТУ "ЛЭТИ". Под его руководством университет продолжал уверенно развиваться, проходя через реформы высшего образования, испытывая нехватку средств, но оставаясь в когорте ведущих технических вузов страны. В 2012 г. СПбГЭТУ "ЛЭТИ" – признанный лидер среди вузов России по Президентской программе повышения квалификации инженерных кадров.

Профессор В. М. Кутузов

Владимир Михайлович Кутузов родился 2 марта 1953 года в г. Каунасе. В 1970 г. поступил в Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина). С этого времени вся его деятельность связана с СПбГЭТУ "ЛЭТИ", где он прошел путь от студента, инженера, ассистента кафедры радиооборудования кораблей (РК) до заведующего кафедрой, первого проректора, ректора и президента университета.

Кандидат технических наук (1988), доктор технических наук (1997), профессор кафедры морских информационных радиоэлектронных систем (1998). В 1995 г. кафедра радиооборудования кораблей была переименована в кафедру морских информационных радиоэлектронных систем (МИРС).

Именно на кафедре радиооборудования кораблей под руководством его учителя – заведующего кафедрой профессора Виктора Ивановича Винокурова – Владимир Михайлович сложился как ученый и преподаватель. С 2018 г. по настоящее время В. М. Кутузов – президент СПбГЭТУ "ЛЭТИ".

В 2002 г. после слияния кафедр МИРС и радиосистем В. М. Кутузов становится заведующим кафедрой радиотехнических систем, руководителем образовательных программ по направлению "Радиотехника" в бакалавриате, магистерской программы "Локация объектов и сред" и специальности "Радиоэлектронные системы и комплексы". Внедрение по инициативе В. М. Кутузова в учебный процесс инновационных образовательных технологий обеспечивает высокое качество подготовки выпускников по этим направлениям и специальностям, пользующихся неизменным спросом на высокотехнологичных предприятиях радиотехнической отрасли. В. М. Кутузов ведет преподавательскую работу, читая лекции по подготовленным им курсам "Радиолокационные комплексы", "Морская радиолокация" и др.

При непосредственном участии В. М. Кутузова разработаны федеральные государственные стандарты высшего профессионального образования по направлению "Радиотехника". На их основе реализуется целый ряд новых образовательных программ подготовки бакалавров, специалистов, магистров и аспирантов в области техники и технологий.

В. М. Кутузов ведет большую работу по подготовке кадров высшей квалификации, являясь членом Президиума ВАК, председателем диссертационного совета, руководит несколькими аспирантами.

.....

В. М. Кутузов является членом международного общества IEEE, Совета по профессиональным квалификациям в области телекоммуникаций, почтовой связи и радиотехники, ряда общественных академий, председателем редакционной коллегии журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника", членом редакционной коллегии российского журнала "Инновации".

Уже более 10 лет Владимир Михайлович является председателем Научного совета по организации и проведению предметных студенческих олимпиад вузов Санкт-Петербурга, в которых ежегодно принимает участие более 1500 студентов.

Деятельность В. М. Кутузова отмечена четырьмя медалями и нагрудным знаком "Почетный работник высшего профессионального образования России". Он является лауреатом премии Правительства РФ в области науки и техники за 2002 г. и в области образования за 2012 г., а в 2014 г. стал лауреатом премии по электро- и радиотехнике, электронике и информационным технологиям – премии им. А. С. Попова за выдающиеся научные результаты в области науки и техники.

Коллектив сотрудников и студентов СПбГЭТУ "ЛЭТИ" поздравляет Владимира Михайловича Кутузова с юбилеем и желает ему крепкого здоровья, благополучия, неиссякаемой энергии в дальнейшей плодотворной работе и новых творческих свершений!

Редакция

Научно-технические разработки

Коллектив сотрудников кафедры электронных приборов и устройств СПбГЭТУ "ЛЭТИ" на базе малых предприятий Технопарка университета "ЭЛТЕХ-Мед" и "Микротомография" разработал и освоил в мелкосерийном производстве микрофокусные рентгеновские компьютерные томографы семейства "МРКТ". Томографы предназначены для получения трехмерных рентгеновских изображений объекта диагностики в самых различных областях промышленности, медицины, сельского хозяйства, научных исследованиях.

Максимальные размеры объекта составляют до 400 × 400 × 800 мм, а минимальный размер визуализируемой детали структуры объекта – около 10 мкм. В настоящее время иные рентгеновские томографы с подобным пространственным разрешением в России не производятся, что является критическим для возможности применения томографии в некоторых областях, в том числе в микроэлектронной промышленности.

Один из томографов семейства установлен в лаборатории технических средств рентгеновской томографии Технопарка и используется для проведения неразрушающего контроля различных элементов электронной



компонентной базы по заказам предприятий электронной промышленности Санкт-Петербурга: ПАО "Светлана", АО ЦНИИ "Электрон", ОАО "Завод Магнетон". Кроме того, различные томографы семейства поставлены на эксплуатацию НОЦ авиационно-композиционных технологий ПНИПУ (Пермь), НБС-ННЦ РАН (Ялта), ФГБНУ АФИ (Санкт-Петербург). Основные узлы томографа и программное обеспечение для него защищены патентами РФ.

По вопросам, связанным с проведением анализа объектов на томографах семейства "MPKT" или их приобретения, обращаться в ЗАО "ЭЛТЕХ-Мед" по электронной почте sale@eltech-med.com или по телефону +7 (812) 234-35-59.

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 учебныки, 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 индентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида http://orcid.org/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 A4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта основного текста 11 pt, остальных сведений 10 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте https://re.eltech.ru.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует номенклатуре научных специальностей:

2.2 – Электроника, фотоника, приборостроение и связь:

- 2.2.1 Вакуумная и плазменная электроника.
- 2.2.2 Электронная компонентная база микро- и наноэлектроники, квантовых устройств.
- 2.2.3 Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники.
- 2.2.4 Приборы и методы измерения (по видам измерений).
- 2.2.5 Приборы навигации.
- 2.2.6 Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы.
- 2.2.7 Фотоника.
- 2.2.8 Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды.
- 2.2.9 Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры.
- 2.2.10 Метрология и метрологическое обеспечение.
- 2.2.11 Информационно-измерительные и управляющие системы.

- 2.2.12 Приборы, системы и изделия медицинского назначения.
- 2.2.13 Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.
- 2.2.14 Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.
- 2.2.15 Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- 2.2.16 Радиолокация и радионавигация.

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197022, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5 литера Ф, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

.....

Известия высших учебных заведений России. РАДИОЭЛЕКТРОНИКА Journal of the Russian Universities. RADIOELECTRONICS

Том 26 № 1 2023

Vol. 26 No. 1 2023

Научные редакторы А. М. Мончак, П. В. Апалина Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек Компьютерная верстка М. И. Поповой, Е. И. Третьяковой Science Editors A. M. Monchak, P. B. Apalina Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek DTP Professional M. I. Popova E. I. Tretyakova

Подписано в печать 09.03.23. Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная. Печать цифровая. Уч.-изд. л. 15.73. Печ. л. 15.25. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 22. Цена свободная.

Signed to print 09.03.23. Sheet size 60×84 1/8. Educational-ed. liter. 15.73. Printed sheets 15.25. Number of copies 300. Printing plant 1–150 copies. Order no. 22. 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