



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 25 № 4 2022



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 25 No. 4 2022

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2022

Saint Petersburg
ETU Publishing house

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

Индекс по каталогу АО «Почта России» П4296

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

Издается 6 раз в год.

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

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

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

Редакция журнала:

197022, Санкт-Петербург,

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

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

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

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

ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ

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

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

гетероструктур РАН, С.-Петербург, Россия

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

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

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

Журнал выполняет следующие задачи:

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

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

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



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0



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

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

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

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

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

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

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

EDITORIAL BOARD:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Оригинальные статьи

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Макаров С. Б., Завьялов С. В., Овсянникова А. С. Оптимизация формы сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией с использованием критерия заданной скорости спада уровня внеполосных излучений.....6

Червинский Е. Н. Расчет полосно-пропускающих фильтров с фиксированными частотами бесконечного затухания.....23

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

Габриэльян Д. Д., Коровкин А. Е., Бойчук С. И., Дворников С. В., Бибарсов М. Р., Бибарсова Г. Ш. Математическая модель антенно-волноводного тракта с разделением сигналов по частоте–поляризации.....41

Радиолокация и радионавигация

Бородин М. А. Моделирование формы эхосигнала радиовысотомера.....52

Ngoc Hung Nguyen, Van Phan Do, Hoa Tien Vu. Estimating Disturbance Torque Effects on the Stability and Control Performance of Two-Axis Gimbal Systems.....63

Монаков А. А., Тарасенков А. А. Сравнительный анализ математических моделей следящих радиовысотомеров.....72

Смирнов К. А., Зарубайло Е. А. Алгоритмы повышения точности твердотельного волнового гироскопа.....81

Метрология и информационно-измерительные приборы и системы

Нгуен Чонг Иен, Нгуен Куок Хань, Ха Мань Тханг. Алгоритм калибровки микроэлектромеханических инерциальных датчиков.....90

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

Данилов И. В., Куракина Н. И., Михайлова С. Диагностирование когнитивного развития детей через оценку разделенной интенциональности в биотехнической системе.....105

Maayya A., Solieman H. Machine Learning System for Predicting Cardiovascular Disorders in Diabetic Patients.....116

От редакции

Правила для авторов статей.....123

CONTENTS

Original articles

Radio Electronic Facilities for Signal Transmission, Reception and Processing

Makarov S. B., Zavjalov S. V., Ovsyannikova A. S. Optimizing the Shape of Signals with Quadrature Amplitude Modulation According to the Criterion of Given Reduction Rate of Out-of-Band Emissions.....6

Chervinskiy E. N. Calculation of Band-Pass Filters with Fixed Frequencies of Infinite Attenuation.....23

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Gabriel'ean D. D., Korovkin A. E., Boychuk S. I., Dvornikov S. V., Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh. Mathematical Model of an Antenna-Waveguide Path with Separation of Signals by Frequency–Polarization.....41

Radar and Navigation

Borodin M. A. Simulating the Profile of a Radio Altimeter Echo Signal.....52

Ngoc Hung Nguyen, Van Phan Do, Hoa Tien Vu. Estimating Disturbance Torque Effects on the Stability and Control Performance of Two-Axis Gimbal Systems.....63

Monakov A. A., Tarasenkov A. A. Comparative Analysis of Mathematical Models of Tracking Radio Altimeters.....72

Smirnov K. A., Zarubailo E. A. Algorithms for Increasing the Accuracy of Solid-State Wave Gyroscopes.....81

Metrology, Information and Measuring Devices and Systems

Nguyen Trong Yen, Nguyen Quoc Khanh, Ha Manh Thang. A Calibration Algorithm for Microelectromechanical Inertial Sensors.....90

Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product

Danilov I. V., Kurakina N. I., Mihailova S. Diagnostics of Cognitive Development in Children by Assessing Shared Intentionality in a Biotechnical System.....105

Mayya A., Solieman H. Machine Learning System for Predicting Cardiovascular Disorders in Diabetic Patients.....116

From the Editor

Author's Guide.....123

Оптимизация формы сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией с использованием критерия заданной скорости спада уровня внеполосных излучений

С. Б. Макаров, С. В. Завьялов, А. С. Овсянникова ✉

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

✉ ovsyannikova_as@spbstu.ru

Аннотация

Введение. Рост объемов передаваемой информации по каналам связи приводит к их существенной перегруженности. Практически все используемые традиционные методы повышения скорости передачи данных в заданных полосах частот исчерпаны. В этой связи представляет интерес использование новых подходов, направленных на повышение спектральной эффективности радиотехнических и телекоммуникационных систем путем применения оптимальных сигналов, позволяющих задействовать резервы пропускной способности каналов передачи, которые дает теория Шеннона.

Цель работы. Повышение спектральной эффективности систем передачи цифровых сообщений путем применения сигналов с компактным спектром и увеличения объема канального алфавита при минимизации энергетических потерь.

Материалы и методы. При поиске оптимальных сигналов используется математический аппарат теории связи и функционального анализа, а также методы вариационного исчисления. Оценка помехоустойчивости приема полученных оптимальных сигналов при передаче в канале с аддитивным белым гауссовским шумом выполнена в среде MatLab.

Результаты. Установлено, что в канале с аддитивным белым гауссовским шумом оптимальные сигналы при размере сигнального созвездия 64 в случае квадратурной амплитудно-фазовой модуляции обеспечивают энергетический выигрыш более 1 дБ относительно сигналов, которые получаются путем узкополосной фильтрации в условиях неконтролируемой межсимвольной интерференции. Показано, что оптимальные сигналы позволяют получить энергетический выигрыш 4.9 дБ по отношению к сигналам, построенным на основе узкополосной фильтрации, при фиксированной спектральной эффективности 7 (бит/с)/Гц.

Заключение. Предложен метод повышения спектральной эффективности квадратурных сигналов с амплитудно-фазовой модуляцией, основанный на применении оптимальных форм импульсов, полученных в ходе решения оптимизационной задачи. Приведена процедура решения оптимизационной задачи по критерию минимизации внеполосных излучений при наличии ограничения на помехоустойчивость приема в случае амплитудно-фазовой модуляции. Выполнено сравнение энергетической и спектральной эффективности, обеспечиваемой сигналами с оптимальными формами импульсов и сигналами, построенными на основе узкополосной фильтрации.

Ключевые слова: оптимизационная задача, внеполосные излучения, спектральная эффективность, энергетическая эффективность, граница Шеннона, RRC

Для цитирования: Макаров С. Б., Завьялов С. В., Овсянникова А. С. Оптимизация формы сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией с использованием критерия заданной скорости спада уровня внеполосных излучений // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 4. С. 6–22. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-6-22

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Исследования выполнены при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках соглашения о предоставлении гранта в форме субсидий из федерального бюджета на осуществление государственной поддержки создания и развития научных центров мирового уровня, выполняющих исследования и разработки по приоритетам научно-технологического развития от 20 апреля 2022 года № 075-15-2022-311.

Статья поступила в редакцию 12.05.2022; принята к публикации после рецензирования 15.06.2022; опубликована онлайн 28.09.2022

Optimizing the Shape of Signals with Quadrature Amplitude Modulation According to the Criterion of Given Reduction Rate of Out-of-Band Emissions

Sergey B. Makarov, Sergey V. Zavjalov, Anna S. Ovsyannikova

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

✉ ovsyannikova_as@spbstu.ru

Abstract

Introduction. The growth in the volume of information transmitted through communication channels leads to their significant congestion. Almost all methods conventionally used to increase the data transfer rate in given frequency bands have been exhausted. In this regard, it is of interest to use new approaches aimed at improving the spectral efficiency of radio engineering and telecommunication systems by applying optimal signals that make it possible to use the bandwidth reserves of transmission channels given by Shannon's theory.

Aim. Improvement of the spectral efficiency of digital messaging systems by using signals with a compact spectrum and increased volume of the channel alphabet at the same time as minimizing energy losses.

Materials and methods. When searching for optimal signals, the mathematical apparatus of communication theory and functional analysis, as well as the methods of calculus of variations, were used. The evaluation of bit error rate performance of the obtained optimal signals transmitted in a channel with additive white Gaussian noise was performed in the MatLab environment.

Results. It was established that, in a channel with additive white Gaussian noise, optimal signals with a signal constellation size of 64 in the case of quadrature amplitude-phase modulation provide an energy gain of more than 1 dB relative to signals obtained by narrowband filtering under the conditions of uncontrolled intersymbol interference. Optimal signals were shown to provide for an energy gain of 4.9 dB with respect to signals based on narrow-band filtering at a fixed spectral efficiency of 7 (bit/s)/Hz.

Conclusion. The paper proposes a method for improving the spectral efficiency of quadrature signals with amplitude-phase modulation, based on the use of optimal pulse shapes obtained as a result of solving an optimization problem. The optimization problem was solved according to the criterion of minimizing out-of-band emissions with the constraint on bit error rate performance in case of amplitude-phase modulation. The energy and spectral efficiency of signals with optimal pulse shapes and signals based on narrow-band filtering were compared.

Keywords: optimization problem, out-of-band emissions, spectral efficiency, energy efficiency, Shannon limit, RRC

For citation: Makarov S. B., Zavjalov S. V., Ovsyannikova A. S. Optimizing the Shape of Signals with Quadrature Amplitude Modulation According to the Criterion of Given Reduction Rate of Out-of-Band Emissions. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 6–22. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-6-22

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

Acknowledgements. The research was carried out with the financial support of the Russian Ministry of Education and Science within the framework of the grant agreement in the form of subsidies from the federal budget for state support for the creation and development of world-class research centers that carry out research and development on the priorities of scientific and technological development dated April 20, 2022 No. 075-15 -2022-311.

Submitted 12.05.2022; accepted 15.06.2022; published online 28.09.2022

Введение. Повышение спектральной эффективности систем передачи цифровых сообщений достигается путем применения сигналов с компактным спектром (минимальным значением занимаемой полосы частот) и увеличения объема канального алфавита. К таким сигналам

относятся спектрально-эффективные сигналы с амплитудно-фазовой модуляцией (АФМ) с увеличенным размером сигнального созвездия. При использовании квадратурного метода построения в каждом квадратурном канале используются сигналы АФМ при наличии управ-

ляемой межсимвольной интерференции, вызванной наложением соседних сигналов друг на друга. Отметим, что такие сигналы широко применяются в системах DVB-S2 (Digital Video Broadcasting Satellite Second Generation) и DVB-T2 (Digital Video Broadcasting Terrestrial Second Generation) [1–3]. Одним из вариантов АФМ сигналов является квадратурная амплитудная модуляция (КАМ) [4].

Традиционно сигналы с АФМ используются с прямоугольной формой импульса и имеют длительность T , равную длительности передачи бита сообщения, что не обеспечивает высокую спектральную эффективность информационной системы. Рост такой эффективности интересен не только с теоретической точки зрения, но и применительно к практическому построению многоканальных систем (например, находящихся в общем стволе спутника-ретранслятора), когда требуется минимизировать величину защитного частотного интервала между потоками сигналов или обеспечить электромагнитную совместимость с параллельно работающими телеметрическими системами и системами навигации.

Условие увеличения спектральной эффективности достигается путем использования увеличенных размеров сигнального созвездия и спектрально-эффективных сигналов с компактным спектром [3–6]. Известные сигналы, удовлетворяющие этому условию, строятся на основе импульсов вида "приподнятого косинуса" (root-raised-cosine – RRC) [1]. Случайные последовательности, построенные на основе таких сигналов, обеспечивают скорости передачи сообщений выше "барьера Найквиста" [5]. При этом обеспечивается достаточно высокая степень компактности энергетического спектра.

В системе DVB-S2 применяются RRC-импульсы с коэффициентами скругления $\alpha = 0.35; 0.25; 0.2$ [1, 7]. При дальнейшем увеличении скорости передачи и увеличении размеров сигнального созвездия появляется существенная межсимвольная интерференция, которая возрастает по мере увеличения скорости передачи указанных значений. Эта интерференция приводит к ухудшению помехоустойчивости приема и снижению

энергетической эффективности информационной системы [3].

Следующим шагом на пути увеличения спектральной эффективности может быть переход к сигналам с квадратурной амплитудной модуляцией с оптимальной формой импульса при увеличенных размерах сигнального созвездия. Предлагаемый путь заключается в поиске форм оптимальных функций спектрально-эффективных сигналов большой, но конечной длительности, которые имеют высокую скорость спада уровня внеполосных излучений и обеспечивают хорошие корреляционные свойства отрезков или всей случайной последовательности сигналов. Такие сигналы априори имеют управляемую межсимвольную интерференцию, которая является не мешающей, как принято при традиционном решении задачи повышения пропускной способности, а, наоборот, позволяющей получить высокие спектральные и энергетические показатели. При решении оптимизационной задачи, например по критерию минимизации полосы занимаемых частот, ставится условие на ограничение уровня управляемой межсимвольной интерференции путем выбора формы импульса с учетом коэффициента взаимной корреляции между данным и соседними сигналами [3–6, 8–11].

В статье будет рассмотрен метод повышения спектральной эффективности системы передачи сообщений путем применения оптимальных спектрально-эффективных сигналов с увеличенными размерами сигнального созвездия и проанализированы энергетические затраты при когерентном поэлементном приеме.

Критерий оптимизации сигналов, определяющий скорость спада уровня энергетического спектра вне занимаемой полосы частот. Оптимизационная задача сводится к вычислению формы импульса $a(t)$ сигнала $s(t)$ при наличии ограничений на корреляционные свойства, энергию сигналов и скорость спада энергетического спектра. Скорость спада спектра определяется формой $a(t)$ при выполнении условий неразрывности функции $a(t)$ на интервале ее существования и условий того, что производные $a(t)$ равны нулю на концах данного интервала [12]. Величина занимаемой

полосы частот зависит от выбранной (полученной путем оптимизации) длительности $T_c = LT$ ($L \in \mathbb{N}$) импульса $a(t)$.

Оптимизационная задача минимизации функционала J выглядит следующим образом:

$$\arg \left\{ \min_{a(t)} J \right\}, J = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} g(\omega) \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} a(t) \exp(-j\omega t) dt \right|^2 d\omega, \quad (1)$$

где $g(\omega)$ – функция, определяющая форму энергетического спектра случайной последовательности сигналов как в области занимаемой полосы частот, так и вне ее; ω – круговая частота. В общем случае форма $g(\omega)$ может быть любой. В настоящей статье примем $g(\omega) = \omega^{2n}$, где $n = 1, 2, 3, \dots$ – параметр, определяющий степень подавления внеполосных излучений. Такой выбор функции $g(\omega)$ позволяет получить достаточно большой класс оптимальных функций, удовлетворяющих требуемой (заданной) форме энергетического спектра вне занимаемой полосы частот.

Раскроем квадрат модуля в (1), введя дополнительную переменную τ :

$$J = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} g(\omega) a(t) a(\tau) \times \exp[j\omega(t - \tau)] dt d\tau d\omega. \quad (2)$$

Изменим аналитическую запись (2) с целью перехода к δ -функции:

$$J = \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} a(t) a(\tau) G(t, \tau) dt d\tau, \quad (3)$$

где $G(t, \tau)$ – интеграл следующего вида:

$$G(t, \tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} g(\omega) \exp[j\omega(t - \tau)] d\omega. \quad (4)$$

Учтем, что δ -функция

$$\delta(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp(j\omega t) d\omega.$$

Тогда можно записать выражение для $2n$ -й производной δ -функции в виде

$$\delta^{(2n)}(t) = \frac{1}{2\pi} (-1)^n \int_{-\infty}^{+\infty} \omega^{2n} \exp(j\omega t) d\omega. \quad (5)$$

Подставив $g(\omega) = \omega^{2n}$ в (4), с учетом (5) получим:

$$G(t, \tau) = (-1)^n \delta^{(2n)}(t - \tau).$$

Далее приведено известное фильтрующее свойство δ -функции:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \delta^{(n)}(x - y) dx = (-1)^n f^{(n)}(y). \quad (6)$$

Воспользовавшись (6), преобразуем (3) к следующему виду:

$$J = (-1)^n \int_{-T_c/2}^{T_c/2} a(\tau) \left[\int_{-T_c/2}^{T_c/2} a(t) \delta^{(2n)}(t - \tau) dt \right] d\tau = (-1)^n \int_{-T_c/2}^{T_c/2} a(t) a^{(2n)}(t) dt. \quad (7)$$

Процедуру минимизации J в (7) можно выполнить либо аналитическим путем, либо используя численные методы решения функциональных уравнений.

Рассмотрим ограничения оптимизационной задачи. Выполним нормировку энергии сигнала:

$$\int_{-T_c/2}^{T_c/2} a^2(t) dt = 1.$$

Следующим ограничением необходимо считать то, что производные $a(t)$ равны нулю на краях интервала существования функции $a(t)$. Имеем:

$$a^{(k)}(t) \Big|_{t=\pm T_c/2} = 0, \quad k = 1 \dots (n-1). \quad (8)$$

Учитывая (8), можно задать скорость спада энергетического спектра последовательности оптимальных сигналов вне занимаемой полосы частот.

Ограничение минимального уровня управляемой межсимвольной интерференции задается через коэффициент корреляции K_0 [9, 13]. Тогда, например, для сигналов с фазовой манипуляцией имеем:

$$\max_{n=1 \dots (L-1)} \left\{ \int_{nT}^{LT} a(t) a(t-nT) dt \right\} < K_0. \quad (9)$$

Ограничения (8) и (9) существенно усложняют аналитическое решение оптимизационной задачи. Дополнительные трудности возникают при попытках выбора длительности сигналов $T_c = LT$ ($L \in \mathbb{N}$) при больших значениях $L = 8 \dots 16$.

Тогда воспользуемся численным методом решения (7), предполагая, что функция $a(t)$ – четная на интервале $[-T_c/2; T_c/2]$. Представим эту функцию в виде ограниченного (числом m) ряда Фурье:

$$a(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{m-1} a_k \cos\left(\frac{2\pi}{T} kt\right), \quad (10)$$

где a_k , $k=0 \dots (m-1)$ – коэффициенты разложения в ряд Фурье.

Очевидно, что, подставив (10) в (7), получим:

$$\begin{aligned} J &= (-1)^n \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \left[\frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{m-1} a_k \cos\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) \right] \frac{d^{(2n)}}{dt^{(2n)}} \times \\ &\times \left[\frac{a_0}{2} + \sum_{l=1}^{m-1} a_l \cos\left(\frac{2\pi}{T} lt\right) \right] dt = \\ &= (-1)^n (-1)^n \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \left[\frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{m-1} a_k \cos\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) \right] \times \\ &\times \sum_{l=1}^{m-1} a_l \left(\frac{2\pi}{T} l \right)^{2n} \cos\left(\frac{2\pi}{T} lt\right) dt, \end{aligned}$$

где $a_l = a_k$ при $l = k$.

Оптимизационный функционал J можно записать как сумму двух слагаемых A и B :

$$J = A + B, \quad (11)$$

где A , B – значения интегралов следующего вида:

$$A = \frac{a_0}{2} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \sum_{k=1}^{m-1} a_k \left(\frac{2\pi}{T} k \right)^{2n} \cos\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) dt;$$

$$B = \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \sum_{k=1}^{m-1} \sum_{l=1}^{m-1} a_k a_l \left(\frac{2\pi}{T} k \right)^{2n} \cos\left(\frac{2\pi}{T} kt\right) \cos\left(\frac{2\pi}{T} lt\right) dt.$$

Очевидно, что $A = 0$, а функцию B можно записать в следующей форме:

$$B = \sum_{k=1}^{m-1} \sum_{l=1}^{m-1} a_k a_l \left(\frac{2\pi}{T} k \right)^{2n} \{C + D\}, \quad (12)$$

где C , D – значения интегралов следующего вида:

$$C = \frac{1}{2} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \cos\left[\frac{2\pi t}{T} (k-l)\right] dt;$$

$$D = \frac{1}{2} \int_{-T_c/2}^{T_c/2} \cos\left[\frac{2\pi t}{T} (k+l)\right] dt.$$

Как следует из (12), при любых $k, l > 0$ $D = 0$. При $k \neq l$ значение $C = 0$. Для $k = l$ подынтегральное выражение $\cos\left[\frac{2\pi t}{T} (k-l)\right]$ обращается в единицу, и $C = T_c/2$. Тогда

$$C + D = \begin{cases} 0, & k \neq l; \\ \frac{T_c}{2}, & k = l. \end{cases} \quad (13)$$

В итоге с учетом (11)–(13) функционал будет иметь вид

$$J = \frac{T_c}{2} \sum_{k=1}^{m-1} a_k^2 \left(\frac{2\pi}{T} k \right)^{2n}. \quad (14)$$

Поиск экстремума функционала (14) выполняется численными методами. В этом случае происходит переход к задаче поиска $\{a_k\}_{k=0}^{m-1}$, которые обеспечивают минимальное значение (14).

Особенности решения оптимизационной задачи для квадратурных сигналов с амплитудной модуляцией. Особенность решения оптимизационной задачи для квадратурных сигналов с амплитудной модуляцией при $M > 2$ связана с ограничением (9) на коэффициент корреляции. Прежде всего уточним, что

в качестве алгоритма приема обычно используется алгоритм когерентного поэлементного приема сигналов раздельно в каждом квадратурном канале демодулятора. При формировании передаваемой последовательности символов канального алфавита удобно использовать следующую форму записи:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \psi_T(t-kT) d_r^{(2k)}; \\ u_2(t) &= \sum_{k=0}^{(N-1)/2} \psi_T(t-kT) d_r^{(2k+1)}, \end{aligned} \quad (15)$$

где $u_1(t)$ и $u_2(t)$ – последовательность символов в синфазном и квадратурном канале соответственно; N – количество символов; $\psi_T(t)$ – функция прямоугольного вида, определенная на длительности символа; $d_r^{(2k)}$ и $d_r^{(2k+1)}$ – символы канального алфавита, имеющие четный и нечетный порядковые номера в общей последовательности из N символов и поступающие в синфазный и квадратурный каналы соответственно; r – индекс, определяющий значение канального символа. Функция $\psi_T(t)$ в (15) определяется следующим образом:

$$\psi_T(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, T]; \\ 0, & t \notin [0, T]. \end{cases}$$

При этом последовательность передаваемых сигналов с амплитудой A_0 , несущей частотой ω_0 и формой импульса $a(t)$ представляется в виде суммы двух квадратурных составляющих $I(t)$ и $Q(t)$:

$$s(t) = I(t) \cos(\omega_0 t) - Q(t) \sin(\omega_0 t), \quad (16)$$

где

$$\begin{aligned} I(t) &= \frac{A_0}{\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{(N-1)/2} a(t-kT) d_r^{(2k)}; \\ Q(t) &= \frac{A_0}{\sqrt{2}} \sum_{k=0}^{(N-1)/2} a(t-kT) d_r^{(2k+1)}. \end{aligned}$$

Отметим, что в случае модуляции ФМ-2 символы канального алфавита $d_r^{(k)} = \pm 1, \forall k$. В общем случае АФМ при произвольном значе-

нии M без нормировки к максимальному значению символа для $r = 1 \dots M$ имеем:

$$d_r^{(k)} = 2r - 1 - M; \quad r = 1 \dots M. \quad (17)$$

Для двоичного канального алфавита ($M = 2$) значения символов, очевидно, будут равны $d_1^{(k)} = -1$; $d_2^{(k)} = 1$. При увеличении объема алфавита до $M = 4$ получим $d_1^{(k)} = -3$; $d_2^{(k)} = -1$; $d_3^{(k)} = 1$; $d_4^{(k)} = 3$. Будем полагать, что появление любых символов канального алфавита является равновероятным и независимым.

При использовании ограничения (9) для $M > 2$ и при длительности сигналов $T_c > T$ требуется учесть амплитуду сигналов, которая зависит от значения канальных символов на нулевой $d_r^{(0)}$ и k -й $d_r^{(k)}$ позициях в последовательности:

$$\max_{k=1 \dots (L-1)} \left| \int_{kT}^{LT} d_r^{(0)} a(t) d_r^{(k)} a(t-kT) dt \right| \leq K_0. \quad (18)$$

В (18) $d_r^{(0)}$ и $d_r^{(k)}$ могут принимать произвольные значения согласно (17). Необходимо ограничить максимальный уровень корреляции, который будет достигаться при максимальном абсолютном значении символа $c_{\max} = M - 1$. Тогда ограничение (9) будет записано в следующей форме:

$$\max_{k=1 \dots (L-1)} \left| \int_{kT}^{LT} c_{\max} a(t) c_{\max} a(t-kT) dt \right| \leq K_0. \quad (19)$$

Это же выражение можно переписать иначе:

$$\max_{k=1 \dots (L-1)} \left| \int_{kT}^{LT} a(t) a(t-kT) dt \right| \leq K'_0 = \frac{K_0}{(M-1)^2}, \quad (20)$$

где K'_0 – нормированный коэффициент корреляции.

Как видно из (20), имеется зависимость коэффициента взаимной корреляции от объема канального алфавита M . Действительно, при росте M от значений $M = 2$ до значений $M = 32$ величина требуемого ограничения на

коэффициент взаимной корреляции K'_0 в (20) будет уменьшаться почти в 1000 раз. Из-за межсимвольной интерференции при длительности оптимальных сигналов $T_c = LT$ ($L \in \mathbb{N}$) возможны комбинации символов канального алфавита, когда для требуемого значения K_0 при больших значениях M будет обеспечиваться минимальный уровень межсимвольной интерференции (максимальная помехоустойчивость приема), в то время как при малых M уровень интерференции будет достаточно высоким. При попытке обеспечить минимальный уровень интерференции для малых M (соответственно, высокую помехоустойчивость приема) оказывается невозможным синтез оптимального сигнала для больших значений M из-за неустойчивости численных решений задачи минимизации функционала (14). Обойти эти трудности можно путем ослабления зависимости (20) от M . Имеем:

$$\max_{k=1 \dots (L-1)} \left| \int_{kT}^{LT} a(t) a(t - kT) dt \right| \leq K'_0 = \frac{K_0}{(M-1)}. \quad (21)$$

Нетрудно заметить, что ограничение (21) можно представить в следующем виде:

$$\max_{k=1 \dots (L-1)} \left| \int_{kT}^{LT} c_{\min} a(t) c_{\max} a(t - kT) dt \right| \leq K_0, \quad (22)$$

где $c_{\min} = 1$ – значение символа канального алфавита с минимальной амплитудой.

В (22) присутствуют составляющие, определяющие максимальное $c_{\max} = M - 1$ и минимальное $c_{\min} = 1$ значения символов канального алфавита, вычисленные в соответствии с (17). Именно это выражение будет использоваться в качестве ограничения при решении оптимизационной задачи. Заметим, что при поиске оптимальных сигналов с квадратурной фазовой модуляцией при учете независимости построения квадратурных каналов формирования сигналов объем канального алфавита $M_{\text{КАМ}} = M^2$.

Процедура оптимизации для квадратурных сигналов с амплитудной модуляцией. Рассмотрим процедуру решения оптимизационной задачи. При вычислении функционала

(14) и ограничениях на энергию сигнала, скорость спада уровня внеполосных излучений, длительность сигнала, объем канального алфавита, коэффициент взаимной корреляции получается допустимое множество функции $a(t)$.

Отметим, что в общем случае известны решения оптимизационной задачи в соответствии с критерием максимизации концентрации энергии в полосе частот при наличии ограничений на энергию и длительность сигнала [16–19]. При принятых ограничениях в [16–19] оптимизационная задача является одноэкстремальной. При решении оптимизационной задачи (14) в соответствии с критерием требуемой скорости спада уровня энергетического спектра вне занимаемой полосы частот и введении дополнительного ограничения (9) возможно появление условных экстремумов. Чтобы избежать этого, в статье рассматриваются области допустимых значений ограничений, в которых оптимизационный функционал имеет лишь глобальный оптимум и характер оптимизационного функционала перестает быть овражным. Благодаря этому удастся получить единственное оптимальное решение.

Для реализации численного метода решения оптимизационной задачи используется функция `fmincon`, имеющаяся в среде MatLab.

Структура задачи оптимизации имеет пошаговый вид, и задача решается последовательно для каждого из параметров ограничения (рис. 1, а). Решение начинается из точки, обозначенной жирным черным цветом на плоскости $(T_c; 1/\omega^{2(n+1)})$. Эта точка соответствует сигналам длительностью $T_c = T$, которые имеют скорость спада уровня энергетического спектра не хуже, чем $1/\omega^{2(n+1)}$ и значение $K_0 = 0$. Заметим, что в этой точке межсимвольная интерференция отсутствует, но введено ограничение на скорость спада уровня внеполосных излучений.

Первый шаг. Определяется вид функции $a(t)$ длительностью, например, $T_c = 8T$, с введением межсимвольной интерференции при значении коэффициента взаимной корреляции $K_0 = 0.5$. Основная задача этого шага – опре-

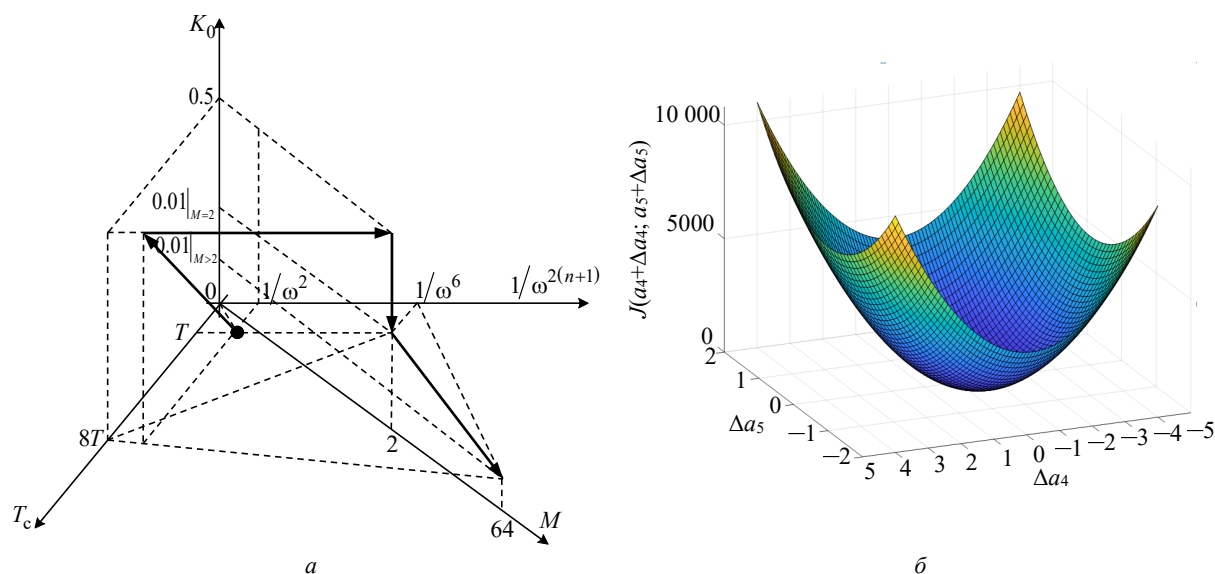


Рис. 1. Структура решения оптимизационной задачи (а) и пример трехмерной поверхности функционала J (б)

Fig. 1. Solution of the optimization problem (a) and an example of three-dimensional surface of the functional J (б)

деление направления уменьшения значения функционала (14) при заданном числе m коэффициентов ряда Фурье. Движение к результирующему виду функции $a(t)$ (переход к новой точке на рис. 1) идет в полученном на первом шаге направлении. Для движения используется метод градиентного спуска. В процессе использования этого численного метода оценивается достижение требуемой точности и выполнение условия получения экстремума функции (14). Параметры функции $a(t)$ требуемой длительности используются как начальное приближение для выполнения следующего шага. На рис. 1, б приведен пример трехмерной поверхности оптимизационного функционала J (14) в зависимости от вариации коэффициентов разложения a_4, a_5 . По осям отложены единицы приращений Δa_4 и Δa_5 коэффициентов a_4 и a_5 ряда Фурье (10). Видно, что имеется лишь глобальный экстремум. Аналогично можно построить трехмерные поверхности функционала и для других значений коэффициентов разложения в ряд Фурье. Подобные формы трехмерных поверхностей (рис. 1, б) получаются и при других ограничениях оптимизационной задачи, решения которой, например, рассмотрены в [20].

Второй шаг. На этом шаге выполняется реализация ограничения на скорость спада уровня внеполосных излучений (например, доведя это ограничение до величины, пропорциональной значению $1/\omega^6$). После выполнения этого ограничения осуществляется уменьшение коэффициента взаимной корреляции для случая двоичного канального алфавита ($M = 2$). При условии использования алгоритма поэлементного когерентного приема и требуемых энергетических потерь не более, например, 0.2 дБ при вероятности ошибок не хуже 0.001 значение коэффициента корреляции K_0 должно быть равно 0.01 (рис. 1).

Третий шаг. При выполнении этого шага в качестве начального приближения учитывается решение, полученное на втором шаге. Задачей этого шага является выполнение ограничения на заданный коэффициент корреляции при увеличенном объеме канального алфавита ($M = 4, \dots, M = 64$) в соответствии с (19) либо (22).

Процедура оптимизации может быть представлена в виде блок-схемы на рис. 2. Минимизация функционала (14) осуществляется путем выбора m коэффициентов разложения в конечный ряд Фурье $\{a_k\}_{k=0}^{m-1}$, по которым может быть построена четная функция $a(t)$.

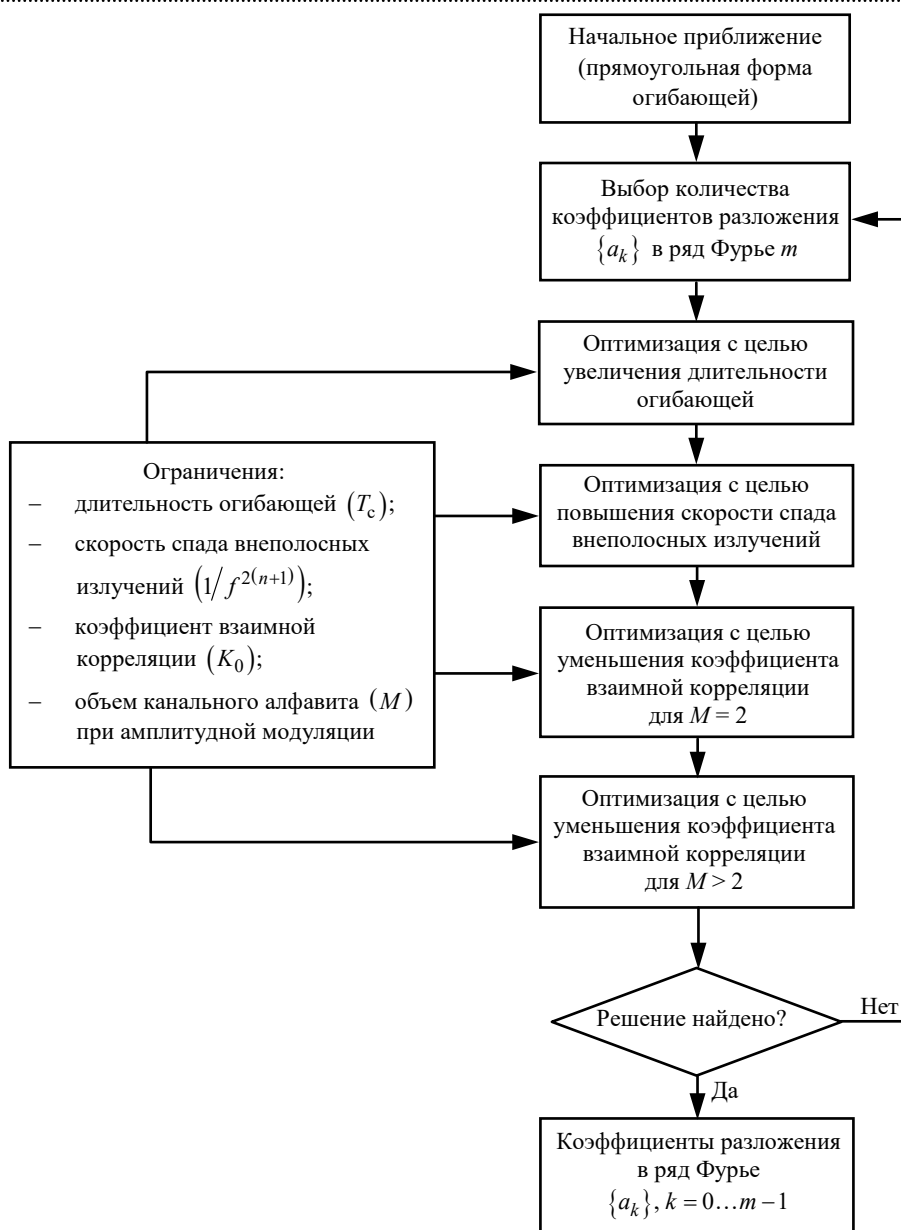


Рис. 2. Блок-схема процедуры оптимизации

Fig. 2. Flowchart of optimization procedure

В табл. 1 в качестве примера приведены коэффициенты разложения для $a(t)$ длительностью $T_c = 8T$, вычисленные с учетом ограничения (19) для различных значений объема канального алфавита M . В табл. 2 представлены значения коэффициентов разложения для $a(t)$ длительностью $T_c = 8T$, вычисленные с учетом ограничения (22). Как видно из этих таблиц, количество коэффициентов разложения не превосходит 7, причем последние значения коэффициентов разложения (с номером $k = 7$) оказываются достаточно малыми величинами.

При квадратурной АФМ происходит независимое формирование двух ортогональных компонент: синфазной $I(t)$ и квадратурной $Q(t)$. Тогда передаваемый полезный сигнал на несущей частоте ω_0 имеет вид (16).

На рис. 3 представлены примеры квадратурных сигналов с модуляцией КАМ-16. На рис. 3, а приведен пример квадратного расположения точек сигнального созвездия для сигналов с прямоугольной формой импульса. Рядом с каждой точкой обозначена комбинация символов канального алфавита, которой она соответствует.

Табл. 1. Коэффициенты разложения a_k ($k = 0 \dots m-1$) при $T_c = 8T$, $n = 2$, $K_0 = 0.1$

Tab. 1. Expansion coefficients a_k ($k = 0 \dots m-1$) for $T_c = 8T$, $n = 2$, $K_0 = 0.1$

k	a_k			
	$M = 4$	$M = 8$	$M = 16$	$M = 32$
0	0.2503	0.2498	0.2497	0.2500
1	0.2525	0.2507	0.2501	0.2498
2	0.2498	0.2493	0.2500	0.2498
3	0.2519	0.2480	0.2432	0.2426
4	0.1685	0.1756	0.1767	0.1768
5	0.0230	0.0338	0.0587	0.0606
6	-0.0107	-0.0173	0.0004	-0.0097
7	0.0053	—	—	-0.0111

Табл. 2. Коэффициенты разложения a_k ($k = 0 \dots m-1$) при $T_c = 8T$, $n = 2$, $K_0 = 0.01$

Tab. 2. Expansion coefficients a_k ($k = 0 \dots m-1$) for $T_c = 8T$, $n = 2$, $K_0 = 0.01$

k	a_k						
	$M = 4$	$M = 8$	$M = 16$	$M = 32$	$M = 64$	$M = 128$	$M = 256$
0	0.2499	0.2498	0.2496	0.2500	0.2499	0.2499	0.2500
1	0.2510	0.2506	0.2501	0.2500	0.2499	0.2499	0.2497
2	0.2494	0.2493	0.2499	0.2498	0.2499	0.2500	0.2498
3	0.2486	0.2478	0.2451	0.2418	0.2423	0.2415	0.2424
4	0.1746	0.1761	0.1767	0.1768	0.1767	0.1768	0.1768
5	0.0327	0.0342	0.0508	0.0641	0.0612	0.0646	0.0613
6	-0.0166	-0.0176	-0.0055	0.0043	-0.0074	-0.0050	-0.0105
7	—	—	—	—	-0.0093	-0.0094	-0.0123

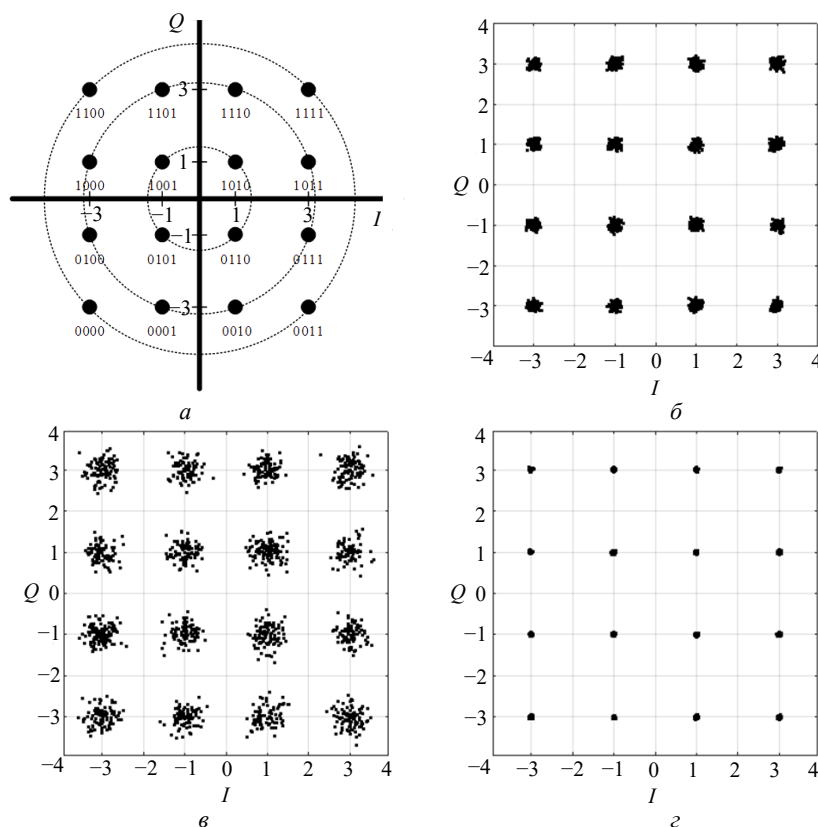


Рис. 3. Сигнальные созвездия КАМ-16 для разных типов импульсов: a — прямоугольный импульс, $T_c = T$; b — RRC, $T_c = 8T$, $\alpha = 0.2$; c — оптимальный импульс, $T_c = 8T$, $K_0 = 0.1$, $M = 4$; d — оптимальный импульс, $T_c = 8T$, $K_0 = 0.01$, $M = 4$

Fig. 3. Constellation plots QAM-16 for different pulse shapes: a — rectangular, $T_c = T$; b — RRC, $T_c = 8T$, $\alpha = 0.2$;

c — optimal, $T_c = 8T$, $K_0 = 0.1$, $M = 4$; d — optimal, $T_c = 8T$, $K_0 = 0.01$, $M = 4$

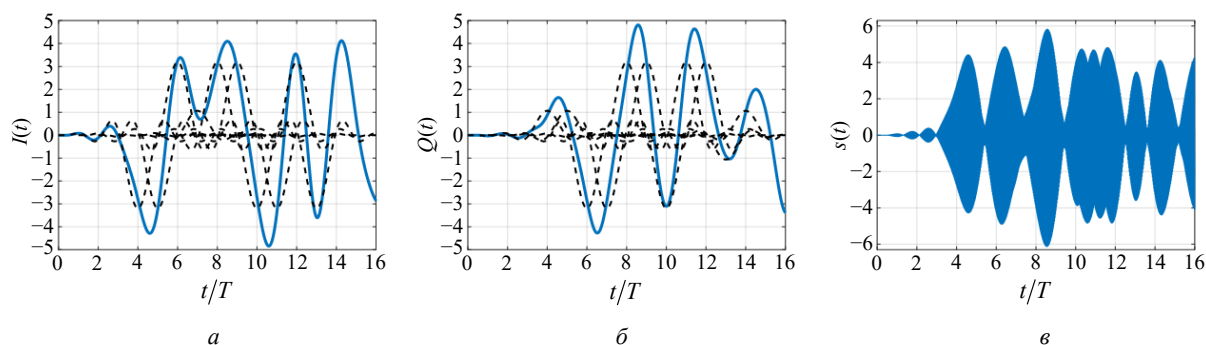


Рис. 4. Формы вещественной (а) и мнимой (б) частей комплексной огибающей случайной последовательности оптимальных сигналов; вид сигнала на несущей частоте (в)

Fig. 4. Real (a) and imaginary part (b) of complex envelope of random sequence of optimal signals; bandpass signal (c)

На рис. 3, б приведен пример расположения сигнальных точек для сигналов, сформированных на основе RRC-импульсов с коэффициентом скругления, равным 0.2. На рис. 3, в приведены сигнальные созвездия для оптимальной формы импульса при выборе ограничения на коэффициент корреляции $K_0 = 0.1$, на рис. 3, г – для $K_0 = 0.01$ при размере созвездия $M = 4$. Видно, что при выборе $K_0 = 0.01$ помехоустойчивость приема сообщений должна обеспечиваться на уровне потенциальной помехоустойчивости приема сигналов с прямоугольной формой импульса.

На рис. 4 в качестве примера приведены формы вещественной $I(t)$ (а) и мнимой $Q(t)$ (б) частей комплексной огибающей последовательности оптимальных сигналов, представленных в табл. 2 для $T_c = 8T$, $M = 4$ и $K_0 = 0.01$ при использовании модуляции КАМ-16. Для большей наглядности показаны формы функции $a(t)$, соответствующие вещественной и мнимой частям передаваемых модуляционных символов. На рис. 4, в приведен сигнал $s(t)$ на несущей частоте (16).

Видно, что случайная последовательность оптимальных сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией и существенной управляемой межсимвольной интерференцией (напомним, что длительность полезного сигнала превосходит символьный интервал передачи T в 8 раз) имеют высокое значение пик-фактора излучаемых колебаний.

Результаты моделирования. Прежде всего с помощью имитационного моделирования в

среде MatLab оценим помехоустойчивость приема оптимальных сигналов (рис. 5). На рис. 5 блок-схема имитационного моделирования условно разделена на две части. С левой стороны блок-схемы показана передающая часть модели, а с правой – приемная часть. В передающей части модели осуществляется формирование случайной последовательности информационных битов в количестве 10^6 символов, которые преобразуются в модуляционные символы с учетом кода Грея при объеме канального алфавита $M_{\text{КАМ}}$. В этой же части модели при выполнении процедуры модуляции сигналов (блок "Модуляция" на рис. 5) происходит формирование оптимальной формы импульса с учетом коэффициентов разложения $\{a_k\}_{k=0}^{m-1}$. При этом задаются объем канального алфавита M и длительность T_c . В этом блоке предусмотрен анализ характеристик (скорость спада уровня внеполосных излучений; полоса занимаемых частот) энергетического спектра оптимальных сигналов $|S(f)|^2$.

В качестве канала передачи используется канал с аддитивным белым гауссовским шумом (канал АБГШ) и с прямоугольной формой амплитудно-частотной характеристики и спектральной плотностью мощности канального шума $N_0/2$. На вход этого блока (рис. 5) вводятся значения отношений E_b/N_0 энергии бита E_b к спектральной плотности $N_0/2$.

В правой части блок-схемы (приемная часть) реализуется алгоритм оптимального когерентного приема, где в качестве опорных

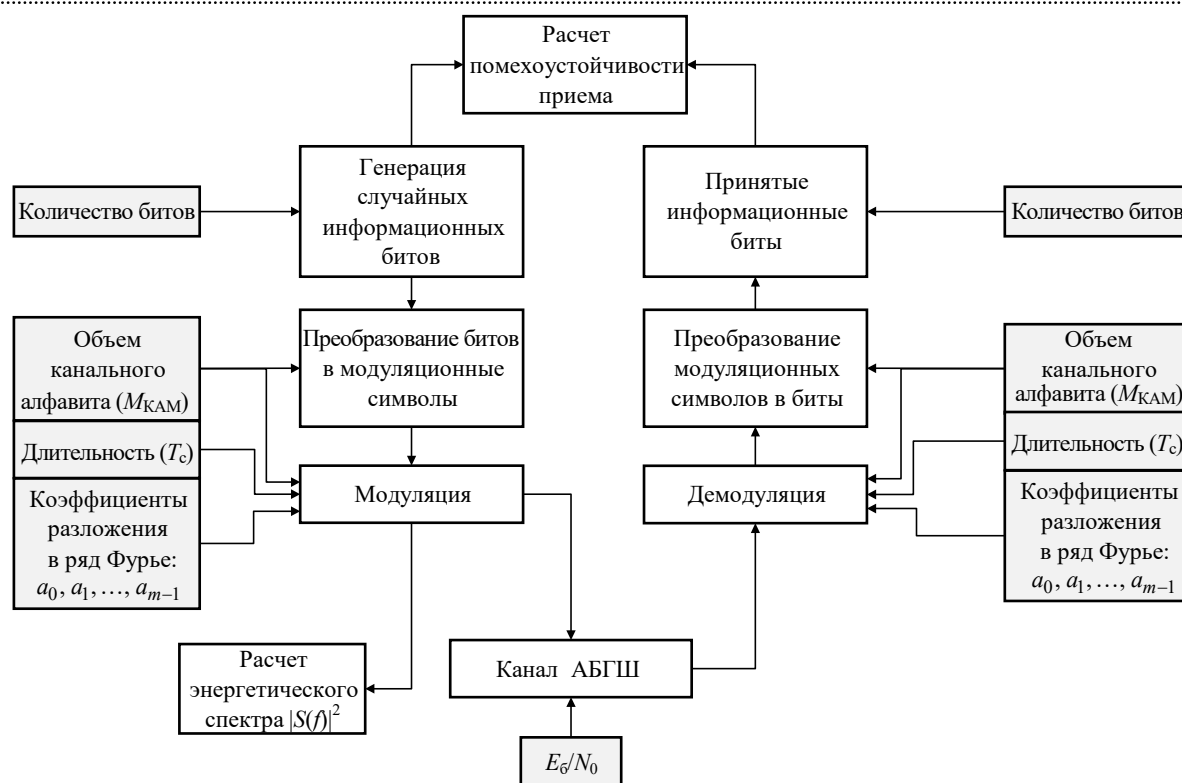


Рис. 5. Блок-схема имитационного моделирования для анализа помехоустойчивости приема

Fig. 5. Flowchart of simulation modeling for BER performance estimation

сигналов используются оптимальные сигналы. На входе такого демодулятора присутствует случайный процесс $y_l(t) = s_l(t) + awgn(t)$, состоящий из полезного сигнала, соответствующего передаваемому символу канального алфавита $d_l^{(k)}$, и реализации аддитивного канального шума $awgn(t)$. Погрешности, связанные с проблемами фазовой и тактовой синхронизации, при имитационном моделировании не учитываются.

При реализованных в модели длительностях $T_c = 8T$ возникает межсимвольная интерференция. Чтобы повысить помехоустойчивость приема, используется корреляционный алгоритм следующего вида. Принимается символ $\hat{d}^{(k)}$, если минимизируется значение интеграла:

$$\hat{d}^{(k)} = \arg \min_r \left\{ \int_{kT}^{kT+LT} [d_r^{(k)} a(t - kT) - y_l(t)]^2 dt \right\}.$$

При реализации этого правила приема в процессе демодуляции происходит перебор возможных опорных сигналов для всех значений $\hat{d}^{(k)}$, $r = 1 \dots M$. В результате расчета ев-

клидова расстояния между $y_l(t)$ и $s_l(t)$ на интервале длительности полезного сигнала выносится решение в пользу того символа, который обеспечивает минимальное значение евклидова расстояния.

На рис. 6 приведены зависимости вероятности ошибок от отношения сигнал/шум. В качестве оптимальных форм импульсов применялись те, которые были получены при использовании ограничения $K_0 = 0.01$ (22) при $M = \sqrt{M_{\text{КАМ}}}$.

Из анализа этих зависимостей следует, что, во-первых, помехоустойчивость приема оптимальных сигналов с увеличенным объемом сигнального созвездия практически совпадает с потенциальной (теоретической) помехоустойчивостью приема сигналов с прямоугольной формой импульса без межсимвольной интерференции (на рис. 6 кривые, обозначенные сплошной линией); во-вторых, при использовании RRC-импульсов (на рис. 6 обозначены точками), которые традиционно обеспечивают высокую спектральную эффективность системы передачи сообщений, оказывается, что при

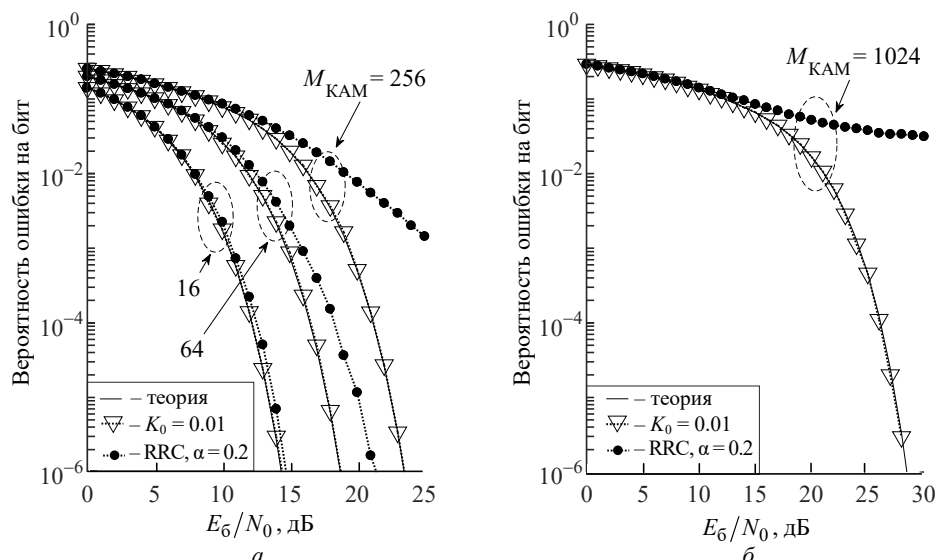


Рис. 6. Помехоустойчивость приема при использовании сигналов с оптимальными формами импульсов, полученными с учетом ограничения (22) при $K_0 = 0.01$: а – $M_{\text{КАМ}} = 16, 64, 256$; б – $M_{\text{КАМ}} = 1024$

Fig. 6. BER performance of signals with optimal pulse shapes obtained with constraint (21) for $K_0 = 0.01$:

а – $M_{\text{КАМ}} = 16, 64, 256$; б – $M_{\text{КАМ}} = 1024$

объеме алфавита 1024 прием таких сигналов приводит к большим энергетическим потерям (рис. 6, б); в-третьих, энергетические выигрыши при использовании оптимальных сигналов по сравнению со случаем применения RRC-импульсов при уменьшении вероятности ошибки от 10^{-3} до 10^{-5} увеличиваются вдвое.

Спектральная и энергетическая эффективность. Оценим спектральную и энергетическую эффективность применения оптимальных квадратурных сигналов с амплитудной модуляцией с увеличенным размером сигнального созвездия. Граница Шеннона, характеризующая предельные значения спектральной эффективности $R/\Delta F$ (R – символьная скорость; ΔF – полоса занимаемых частот) и энергетической эффективности E_b/N_0 , рассчитывается по формуле [15]

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{R/\Delta F} (2^{R/\Delta F} - 1).$$

При скорости передачи символов канального алфавита R , равной пропускной способности канала передачи, зависимость определяет границу Шеннона. Полоса частот ΔF может быть определена либо по 99 % концентрации энергии, либо

по уровню энергетического спектра, например -30 дБ ($\Delta F_{-30\text{ дБ}}$) или -60 дБ ($\Delta F_{-60\text{ дБ}}$).

Интересно обратить внимание на то, что от определений полосы ΔF занимаемых частот существенно зависят и количественные результаты оценки спектральной эффективности. Это иллюстрируется графиками (рис. 7). На рис. 7 приведены зависимости спектральной эффективности для определения полосы частот по уровню -30 дБ энергетического спектра (а), -60 дБ (б) и по критерию концентрации 99 % энергии сигнала (в). Анализируя представленные зависимости, можно видеть, что при $\Delta F_{-30\text{ дБ}}$ оптимальные сигналы проигрывают сигналам с RRC-импульсами при $M_{\text{КАМ}} \leq 64$ до 20 %. С увеличением объема канального алфавита при $M_{\text{КАМ}} = 256$ появляется выигрыш более 35 %. При использовании полосы $\Delta F_{-60\text{ дБ}}$ оптимальные сигналы существенно выигрывают у сигналов на основе RRC-импульсов, особенно при $M_{\text{КАМ}} = 256$. При использовании определения полосы частот по критерию 99 % концентрации энергии можно видеть максимальное приближение к границе Шеннона. При спектральной эффективности $R/\Delta F_{99\%} = 7$ (бит/с)/Гц энергетическая эффективность оптимальных сигналов оказывается примерно на 5 дБ выше, чем у сиг-

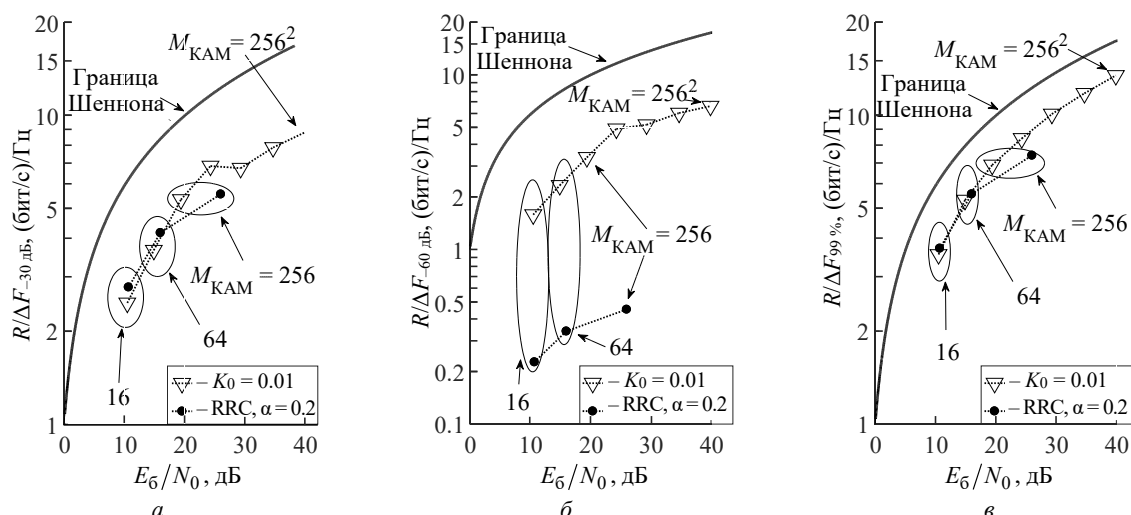


Рис. 7. Сравнение спектральной и энергетической эффективности оптимальных сигналов при $K_0 = 0.01$ и сигналов с RRC при $\alpha = 0.2$ на уровне вероятности ошибки 10^{-3} при определении полосы занимаемых частот по уровню -30 дБ (а); -60 дБ (б); 99 % мощности сигнала (в)

Fig. 7. Comparison of spectral vs. energy efficiency of optimal signals with $K_0 = 0.01$ and signals with RRC ($\alpha = 0.2$) at $\text{BER} = 10^{-3}$ for occupied frequency bandwidth determined by -30 dB (a); -60 dB (b); 99 % of signal power (c)

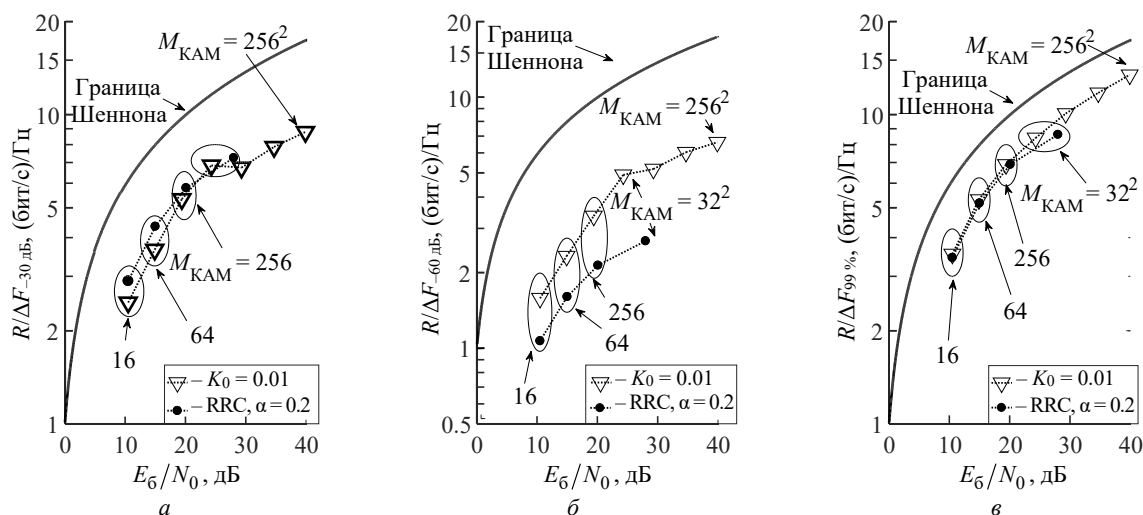


Рис. 8. Сравнение спектральной и энергетической эффективности оптимальных сигналов при $K_0 = 0.01$ и сигналов с RRC при $\alpha = 0.35$ на уровне вероятности ошибки 10^{-3} при определении полосы занимаемых частот по уровню -30 дБ (а); -60 дБ (б); 99 % мощности сигнала (в)

Fig. 8. Comparison of spectral vs. energy efficiency of optimal signals with $K_0 = 0.01$ and signals with RRC ($\alpha = 0.35$) at $\text{BER} = 10^{-3}$ for occupied frequency bandwidth determined by -30 dB (a); -60 dB (b); 99 % of signal power (c)

налов на основе RRC-импульсов с коэффициентом скругления $\alpha = 0.2$.

Рассмотрим ситуацию с увеличением коэффициента скругления RRC-импульсов до значения $\alpha = 0.35$, обеспечивающего более высокую энергетическую эффективность сигналов на основе этих импульсов. Однако и в этом случае применение оптимальных сигналов позволяет получить определенные выигрыши при увеличенных размерах сигнального созвездия. На рис. 8 приведены

сравнительные кривые спектральной и энергетической эффективности для $\alpha = 0.35$.

Представленные на рис. 8 зависимости аналогичны зависимостям на рис. 7. Как видно из сравнения значений спектральной эффективности оптимальных сигналов и сигналов на основе RRC-импульсов, тенденция роста выигрыша оптимальных сигналов увеличивается с ростом объема канального алфавита.

Заключение. Увеличение спектральной

эффективности квадратурных сигналов с амплитудной модуляцией с увеличенными размерами сигнального созвездия возможно путем применения оптимальных сигналов. При этом обеспечиваются минимальные энергетические потери и заданная скорость уровня энергетического спектра вне занимаемой полосы частот. Показано, что при анализе спектральной эффективности системы передачи сообщений наиболее адекватное сравнение с границей Шеннона обеспечивается при использовании

определения полосы занимаемых частот по критерию содержания 99 % мощности сигнала. Показано, что оптимальные сигналы, синтезированные в соответствии с критерием обеспечения заданной скорости спада уровня внеполосных излучений, позволяют получить энергетический выигрыш как минимум 4.9 дБ по сравнению с сигналами на основе RRC-импульсов с коэффициентом скругления $\alpha = 0.2$ при спектральной эффективности больше либо равной 7 (бит/с)/Гц.

Список литературы

1. ETSI EN 302 307-1 v1.4.1 (2014-11): Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications. Pt. 1: DVB-S2. URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302300_302399/30230701/01.04.01_60/en_30230701v010401p.pdf (дата обращения: 28.07.2022).
2. ETSI EN 302 755 V1.4.1 (2015-07): Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). URL: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302700_302799/302755/01.04.01_60/en_302755v010401p.pdf (дата обращения: 28.07.2022).
3. Гельгор А. Л., Горлов А. И. Повышение спектральной и энергетической эффективности сигнально-кодовых конструкций DVB-S2 путем замены найквистовских импульсов на оптимальные финитные импульсы // Радиотехника. 2016. № 12. С. 94–104.
4. Нгуен В. Ф., Горлов А. И., Гельгор А. Л. Достижение максимальной спектральной эффективности путем одновременного увеличения размера сигнального созвездия и введения управляемой межсимвольной интерференции // Радиотехника. 2018. № 1. С. 42–48.
5. Optimizing the shape of faster-than-nyquist (FTN) signals with the constraint on energy concentration in the occupied frequency bandwidth / S. B. Makarov, A. S. Ovsyannikova, S. V. Zavjalov, I. I. Lavrenyuk, M. Liu, W. Xue, J. Qi // IEEE Access. 2020. Vol. 8. P. 130082–130093. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3009213
6. Said A., Anderson J. B. Bandwidth-Efficient Coded Modulation With Optimized Linear Partial-Response Signals // IEEE Trans. Inform. Theory. 1998. Vol. 44, № 2. P. 701–713. doi: 10.1109/18.661514
7. Evaluation of Finite Discrete RRC-Pulse Parameters to Simulate DVB-S2 with LDM / D. Puzko, Y. Batov, A. Gelgor, D. Tkachenko, P. Angueira, J. Montalban // 2019 IEEE Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), St Petersburg, Russia, 17–18 Oct. 2019. IEEE, 2019. P. 140–143. doi: 10.1109/EExPolytech.2019.8906847
8. Rashich A., Kislitsyn A., Gorbunov S. Trellis Demodulator for Pulse Shaped OFDM // 2018 IEEE Intern. Black Sea Conf. on Communications and Networking (BlackSeaCom). Batumi, Georgia, 04–07 June 2018. IEEE, 2018. P. 1–5. doi: 10.1109/BlackSeaCom.2018.8433690
9. Zavjalov S. V., Volvenko S. V., Makarov S. B. A Method for Increasing the Spectral and Energy Efficiency SEFDM Signals // IEEE Communications Letters. 2016. Vol. 20, № 12. P. 2382–2385. doi: 10.1109/LCOMM.2016.2607742
10. Rashich A., Urvantsev A. Pulse-Shaped Multi-carrier Signals with Nonorthogonal Frequency Spacing // 2018 IEEE Intern. Black Sea Conf. on Communications and Networking (BlackSeaCom). Batumi, Georgia, 04–07 June 2018. IEEE, 2018. P. 1–5. doi: 10.1109/BlackSeaCom.2018.8433714
11. Гельгор А. Л., Горлов А. И., Попов Е. А. Преодоление "барьера" Найквиста при использовании одночастотных неортогональных многокомпонентных сигналов // Радиотехника. 2015. № 1. С. 32–48.
12. Lathi, B., Green, R. Essentials of Digital Signal Processing. Cambridge: Cambridge University Press, 2014. 760 p. doi:10.1017/CBO9781107444454
13. Gelgor A., Gelgor T. New Pulse Shapes for Partial Response Signaling to Outperform Faster-than-Nyquist Signaling // 2019 IEEE Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). St Petersburg, Russia, 17–18 Oct. 2019. IEEE, 2019. P. 144–148. doi: 10.1109/EExPolytech.2019.8906884
14. Макаров С. Б., Завьялов С. В., Овсянникова А. С. Спектральная и энергетическая эффективность оптимальных АФМ сигналов с увеличенными размерами сигнального созвездия // Вопр. радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2022. Вып. 2. С. 30–42.
15. Phuoc Nguyen T. H., Gelgor A. Means to Enhance the Bandwidth Gain from Applying Multicomponent Signals in DVB-S2 // 2019 IEEE Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). St Petersburg, Russia, 17–18 Oct. 2019. IEEE, 2019. P. 173–176. doi: 10.1109/EExPolytech.2019.8906865
16. Френкс, Л. Теория сигналов / пер. с англ. М. Р. Краевской и Р. М. Седлецкого; под ред. Д. Е. Вакмана. М.: Сов. радио, 1974. 343 с.

17. Гуревич М. С. Спектры радиосигналов. М.: Связьиздат, 1963. 312 с.

18. Slepian D. On bandwidth // Proc. of the IEEE. 1976. Vol. 64, № 3. P. 292–300. doi: 10.1109/PROC.1976.10110

19. Slepian D., Pollak H. O. Prolate spheroidal wave functions, fourier analysis and uncertainty – I //

The Bell System Technical J. 1961. Vol. 40, № 1. P. 43–63. doi: 10.1002/j.1538-7305.1961.tb03976.x

20. A Reduction of Peak-to-Average Power Ratio Based Faster-Than-Nyquist Quadrature Signals for Satellite Communication / S. B. Makarov, M. Liu, A. S. Ovsyannikova, S. V. Zavjalov, I. Lavrenyuk, W. Xue, Y. Xu // Symmetry. 2021. Vol. 13, iss. 2. P. 346. doi: 10.3390/sym13020346

Информация об авторах

Макаров Сергей Борисович – доктор технических наук (1991), профессор (1994) Высшей школы прикладной физики и космических технологий Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; спектрально-эффективные сигналы; 5G.

Адрес: Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, ул. Политехническая, д. 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия

E-mail: makarov@cee.spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7006-9634>

Завьялов Сергей Викторович – кандидат технических наук (2015), доцент (2020) Высшей школы прикладной физики и космических технологий Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого. Автор более 80 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; спектрально-эффективные сигналы; 5G.

Адрес: Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, ул. Политехническая, д. 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия

E-mail: zavyalov_sv@spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-3398-3616>

Овсянникова Анна Сергеевна – аспирант Высшей школы прикладной физики и космических технологий Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого. Автор 38 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; спектрально-эффективные сигналы; 5G.

Адрес: Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого, ул. Политехническая, д. 29, Санкт-Петербург, 195251, Россия

E-mail: ovsyannikova_as@spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3401-2718>

References

1. ETSI EN 302 307-1 v1.4.1 (2014-11): Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications; Part 1: DVB-S2. Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302300_302399/30230701/01.04.01_60/en_30230701v010401p.pdf (accessed: 28.07.2022).

2. ETSI EN 302 755 V1.4.1 (2015-07): Digital Video Broadcasting (DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). Available at: https://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302700_302799/302755/01.04.01_60/en_302755v010401p.pdf (accessed: 28.07.2022).

3. Gelgor A. L., Gorlov A. I. Transition from Nyquist Pulses to Optimal Finite Pulses. Radioengineering. 2016, no. 12, pp. 94–104. (In Russ.)

4. Nguen V. F., Gorlov A. I., Gelgor A. L. Towards to the Maximum Bandwidth Efficiency by Combining Increasing Signal Constellation Size and Introducing ISI. Radioengineering. 2018, no. 1, pp. 42–48. (In Russ.)

5. Makarov S. B., Ovsyannikova A. S., Zavjalov S. V.,

Lavrenyuk I. I., Liu M., Xue W., Qi J. Optimizing the shape of faster-than-nyquist (FTN) signals with the constraint on energy concentration in the occupied frequency bandwidth. IEEE Access. 2020, vol. 8, pp. 130082–130093. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3009213

6. Said A., Anderson J. B. Bandwidth-Efficient Coded Modulation With Optimized Linear Partial-Response Signals. IEEE Trans. Inform. Theory. 1998, vol. 44, no. 2, pp. 701–713. doi: 10.1109/18.661514

7. Puzko D., Batov Y., Gelgor A., Tkachenko D., Angueira P., Montalban J. Evaluation of Finite Discrete RRC-Pulse Parameters to Simulate DVB-S2 with LDM. 2019 IEEE Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), St Petersburg, Russia, 17–18 Oct. 2019. IEEE, 2019, pp. 140–143. doi: 10.1109/EExPolytech.2019.8906847

8. Rashich A., Kislitsyn A., S. Gorbunov. Trellis Demodulator for Pulse Shaped OFDM. 2018 IEEE Intern. Black Sea Conf. on Communications and Networking (BlackSeaCom). Batumi, Georgia, 04–07 June 2018. IEEE, 2018, pp. 1–5. doi: 10.1109/BlackSeaCom.2018.8433690

9. Zavjalov S. V., Volvenko S. V., Makarov S. B. A Method for Increasing the Spectral and Energy Effi-

ciency SEFDM Signals. IEEE Communications Letters. 2016, vol. 20, no. 12, pp. 2382–2385. doi: 10.1109/LCOMM.2016.2607742

10. Rashich A., Urvantsev A. Pulse-Shaped Multi-carrier Signals with Nonorthogonal Frequency Spacing. 2018 IEEE Intern. Black Sea Conf. on Communications and Networking (BlackSeaCom). Batumi, Georgia, 04–07 June 2018. IEEE, 2018, pp. 1–5, doi: 10.1109/BlackSeaCom.2018.8433714

11. Gelgor A. L., Gorlov A. I., Popov E. A. Exceeding the "Nyquist Barrier" by Single-Carrier Nonorthogonal Multicomponent Signals. Radioengineering. 2015, no. 1, pp. 32–48. (In Russ.)

12. Lathi, B., Green, R. Essentials of Digital Signal Processing. Cambridge, Cambridge University Press, 2014, 760 p. doi:10.1017/CBO9781107444454

13. Gelgor A., Gelgor T. New Pulse Shapes for Partial Response Signaling to Outperform Faster-than-Nyquist Signaling. 2019 IEEE Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). St Petersburg, Russia, 17–18 October 2019. IEEE, 2019, pp. 144–148. doi: 10.1109/EExPolytech.2019.8906884

14. Makarov S. B., Zavjalov S. V., Ovsyannikova A. S. Spectral and Energy Efficiency of Optimal APM Signals with Extended Signal Constellations. *Voprosy ra-*

dioelektroniki, seriya Tekhnika televideniya. 2022, iss. 2, pp. 30–42. (In Russ.)

15. Phuoc Nguyen T. H., Gelgor A. Means to Enhance the Bandwidth Gain from Applying Multicomponent Signals in DVB-S2. 2019 IEEE Intern. Conf. on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech). Petersburg, Russia, 17–18 Oct. 2019. IEEE, 2019, pp. 173–176. doi: 10.1109/EExPolytech.2019.8906865

16. Franks L. E. Signal Theory. NJ Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1969, 317 p.

17. Gurevich M. S. *Spektry radiosignalov* [Spectra of Radio Signals]. Moscow, Svyaz'izdat, 1963, 312 p. (In Russ.)

18. Slepian D. On Bandwidth. Proc. of the IEEE. 1976, vol. 64, no. 3, pp. 292–300. doi: 10.1109/PROC.1976.10110

19. Slepian D., Pollak H. O. Prolate Spheroidal Wave Functions, Fourier Analysis and Uncertainty – I. The Bell System Technical J. 1961, vol. 40, no. 1, pp. 43–63. doi: 10.1002/j.1538-7305.1961.tb03976.x

20. Makarov S. B., Liu M., Ovsyannikova A. S., Zavjalov S. V., Lavrenyuk I., Xue W., Xu Y. A Reduction of Peak-to-Average Power Ratio Based Faster-Than-Nyquist Quadrature Signals for Satellite Communication. Symmetry. 2021, vol. 13, iss. 2, p. 346. doi: 10.3390/sym13020346

Information about the authors

Sergey B. Makarov, Dr Sci. (Eng.) (1991), Professor (1994) of the Higher school of applied physics and space technologies of Peter the Great St Petersburg Polytechnic University. The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing; spectrally efficient signals; 5G.

Address: Peter the Great St Petersburg Polytechnic University, 29, Polytechnicheskaya St., St Petersburg 195251, Russia

E-mail: makarov@cee.spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0001-7006-9634>

Sergey V. Zavjalov, Cand. Sci. (Eng.) (2015), Associate Professor (2020) of the Higher school of applied physics and space technologies of Peter the Great St Petersburg Polytechnic University. The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing; spectrally efficient signals; 5G.

Address: Peter the Great St Petersburg Polytechnic University, 29, Polytechnicheskaya St., St Petersburg 195251, Russia

E-mail: zavjalov_sv@spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-3398-3616>

Anna S. Ovsyannikova, Postgraduate student of the Higher school of applied physics and space technologies of Peter the Great St Petersburg Polytechnic University. The author of 38 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing; spectrally efficient signals; 5G.

Address: Peter the Great St Petersburg Polytechnic University, 29, Polytechnicheskaya St., St Petersburg 195251, Russia

E-mail: ovsyannikova_as@spbstu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-3401-2718>

Расчет полосно-пропускающих фильтров с фиксированными частотами бесконечного затухания

Е. Н. Червинский

АО "НПП "Пирамида", Санкт-Петербург, Россия

✉ enchervinsky@simeta.ru

Аннотация

Введение. При расчете полосно-пропускающих фильтров (ППФ) с частотами бесконечного затухания методом преобразования частоты параметры прототипа – инверсного или квазиэллиптического фильтра нижних частот (ФНЧ) – пересчитываются по известным формулам в параметры ППФ. При выбранных частоте среза ФНЧ и добротности полосового фильтра произвольно можно выбрать только одну частоту бесконечного затухания (полос затухания). Для подавления пары конкретных частот в полосе задерживания синтез ППФ необходимо начинать с фиксации частот максимального затухания и центральной частоты фильтра. Обратный переход к параметрам частотной характеристики низкочастотного прототипа осуществляется с применением формул преобразования частоты.

Цель работы. Разработка методики расчета ППФ с фиксированными полюсами затухания.

Материалы и методы. В статье в качестве низкочастотных прототипов ППФ с полюсами затухания используются фильтры нечетного порядка с дополнительным конденсатором в поперечной ветви П-звена и индуктивностью в продольной ветви Т-звена.

Аппроксимация частотной характеристики низкочастотного прототипа (инверсный или квазиэллиптический ФНЧ) выполнена методами, основанными на решении систем нелинейных уравнений.

Результаты. Реализуемая передаточная функция (ПФ) ФНЧ n -го порядка с полюсами затухания записана в виде отношения произведения двучленов и многочлена степени n с вещественными коэффициентами. Приведены системы уравнений для расчета коэффициентов амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ФНЧ с заданной частотой максимального подавления помехи для обоих типов фильтров.

Аналитические выражения для ПФ ФНЧ-прототипов порядков 3 и 5 записаны через емкости контуров ППФ, настроенных на центральную и подавляемые частоты, что дает возможность непосредственно рассчитать искомые емкости. Индуктивности ППФ определяются по формулам, выражающим зависимости центральной частоты ППФ от параметров контуров, с учетом соотношений, приведенных в статье.

Приведен пример расчета квазиэллиптического ППФ десятого порядка.

Заключение. Представленная методика позволяет непосредственно определить параметры ППФ без промежуточного расчета и последующего преобразования параметров ФНЧ-прототипа. Приведенные аналитические выражения АЧХ П- и Т-образных ППФ шестого и десятого порядков дают возможность проверки выполненных расчетов и коррекции АЧХ с помощью индуктивностей при замене расчетных значений емкостей стандартными.

Ключевые слова: передаточная функция, инверсный фильтр, квазиэллиптический фильтр, преобразование частоты, полосно-пропускающий фильтр, полюс затухания

Для цитирования: Червинский Е. Н. Расчет полосно-пропускающих фильтров с фиксированными частотами бесконечного затухания // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 4. С. 23–40. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-4-23-40

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 15.06.2022; принята к публикации после рецензирования 22.08.2022; опубликована онлайн 28.09.2022



Calculation of Band-Pass Filters with Fixed Frequencies of Infinite Attenuation

Evgeniy N. Chervinskiy

JSC SPE "Piramida", St Petersburg, Russia

✉enchervinsky@simeta.ru

Abstract

Introduction. When calculating band-pass filters (BPF) with infinite attenuation frequencies using the frequency conversion method, the parameters of the prototype – an inverse or quasi-elliptic low-pass filter (LPF) – are recalculated into BPF parameters according to conventional formulas. Using the selected low-pass filter cutoff frequency and the Q-factor of the band-pass filter, one can select at their discretion only one infinite attenuation frequency (attenuation pole). In order to suppress a pair of concrete frequencies in the attenuation band, the synthesis of BPF should initially fix the frequencies of maximum attenuation and the central frequency of the filter. The reverse transition toward the frequency response parameters of a low-frequency prototype is carried out using frequency conversion formulas.

Aim. To develop of a method for calculating band-pass filters with fixed attenuation poles.

Materials and methods. Odd-order filters with an additional capacitor in the transverse branch of the Π -link and an inductance in the longitudinal branch of the T-link were used as low-frequency prototypes of the BPF with attenuation poles. Approximation of the frequency response of a low-frequency prototype (inverse or quasi-elliptical LPF) was performed by methods based on solving systems of nonlinear equations.

Results. A realizable transfer function (TF) of an n-th order LPF with attenuation poles was written as the ratio of the product of binomials and a polynomial of power n with real coefficients. Systems of equations were derived to determine amplitude-frequency response coefficients with a given frequency of maximum attenuation interference for both types of filters. Analytical expressions for the TF of the low frequency prototypes of 3th and 5th orders were recorded through the capacitances of the BPF circuits tuned to the central and suppressed frequencies, thus allowing the desired capacitances to be directly calculated. The BPF inductances were determined by formulas expressing the dependences of the BPF central frequency on the circuits parameters, taking into account the relationships given in the article. An example of calculating a 10th order quasi-elliptic BPF was provided.

Conclusion. The proposed method can be used to determine the BPF parameters directly, without an intermediate calculation and subsequent transformation of the LPF prototype parameters. The given analytical expressions for the frequency response of the Π - and T-shaped BPFs of the 6th and 10th orders make it possible to verify the performed calculations and to correct the frequency response using inductances, when replacing the calculated capacitance values with their standard values.

Keywords: transfer function, inverse filter, quasi-elliptic filter, frequency conversion, band-pass filter, attenuation pole

For citation: Chervinskiy E. N. Calculation of Band-Pass Filters with Fixed Frequencies of Infinite Attenuation. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 23–40. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-4-23-40

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

Submitted 15.06.2022; accepted 22.08.2022; published online 28.09.2022

Введение. В статье рассмотрены вопросы синтеза инверсных и квазиэллиптических полосно-пропускающих фильтров (ППФ). Под инверсным ППФ (ИППФ) понимается фильтр, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которого монотонно уменьшается в обе стороны от максимума на центральной частоте в полосе пропускания и имеет частоты бесконечно-го затухания (полюсы затухания) в полосах

задерживания. АЧХ квазиэллиптического ППФ (КППФ) равномерно приближает единичное значение в полосе пропускания и также имеет полюсы затухания в полосах задерживания. АЧХ обоих типов фильтров на границах полосы пропускания имеют значение $1/\sqrt{2}$ и равны нулю на частотах бесконечного затухания.

Синтез ППФ осуществляется методом преобразования частоты [1–5] с использованием в

качестве прототипов фильтров нижних частот (ФНЧ). При преобразовании количество полюсов затухания удваивается. При необходимости подавления пары конкретных частот в полосах задерживания синтез ППФ необходимо начинать с фиксации частот максимального затухания и центральной частоты фильтра. Обратный переход к параметрам частотной характеристики низкочастотного прототипа осуществляется с применением формул преобразования частоты, а вид аппроксимации частотной характеристики (инверсный или квазиэллиптический ФНЧ) – методом решения систем нелинейных уравнений.

Цель настоящей статьи – разработка методики расчета полосно-пропускающих фильтров с фиксированными полюсами затухания.

Методы расчета полосно-пропускающих фильтров. Рассмотрим простейшие ФНЧ 3-го порядка с полюсами затухания, образованные Г-образными полувзвешьями (рис. 1). На рис. 1, а приведена схема ФНЧ с емкостью $C_{НЧ1}$ на входе в поперечной ветви и параллельным соединением индуктивности $L_{НЧ2}$ и емкости $C_{НЧ3}$ в продольной. На рис. 1, б приведена схема с индуктивностью $L_{НЧ1}$ в продольной ветви на входе и последовательным контуром с элементами $L_{НЧ2}$, $C_{НЧ3}$ в поперечной ветви.

На рис. 1 $\dot{U}_{ВХ}$ и $\dot{U}_{ВЫХ}$ – комплексные амплитуды входного и выходного напряжений; r и R – активные сопротивления; K_y – коэффициент усиления усилителя. Отношение $\dot{U}_{ВЫХ}/\dot{U}_{ВХ}$, записанное в виде отношения полиномов от нормированной переменной $s_H = j\omega_H = j\omega/\omega_c$ (ω – текущая угловая частота, ω_c – угловая частота среза), есть передаточная функция (ПФ) фильтра

n -го порядка $H^{(n)}(s_H)$, определяемого степенью полинома знаменателя n . На частотах резонанса контуров обеспечиваются полюсы затухания, при этом значения АЧХ ФНЧ равны нулю.

Можно показать (для схемы рис. 1, а см. доказательство в [6]), что Г-образные полувзвешья реализуют ПФ вида

$$H_{LP}^{(3)}(s_H) = K \frac{s_H^2 + a_1}{s_H^3 + b_2 s_H^2 + b_1 s_H + b_0} \quad (1)$$

при условии

$$b_1/a_1 > 1, \quad (2)$$

где K , a_1 , b_2 , b_1 , b_0 – вещественные положительные числа.

При переходе к П- и Т-образным звеньям третьего порядка добавлением конденсатора в поперечной ветви параллельно нагрузке R в схеме рис. 1, а и дополнительной индуктивности в продольной ветви перед резистором R в схеме рис. 1, б выполнение условия (2) при реализации ПФ (1) не требуется. С учетом снятия ограничения в дальнейшем в качестве ФНЧ-прототипов при реализации полосовых фильтров с полюсами затухания в полосах задерживания используются фильтры нечетного порядка n с дополнительным конденсатором $C_{НЧ(n+p)}$ в поперечной ветви (рис. 2) и индуктивностью $L_{НЧ(n+p)}$ в продольной ветви (рис. 3), где $p = (n-1)/2$ – число полюсов затухания.

ПФ фильтров по схеме на рис. 2 для $n = 3, 5, 7, 9$ приведены в [6].

Для перехода к ППФ с центральной частотой $\omega_0 = \omega_c$ заменим переменную [2]:

$$s_H \rightarrow Q(s'_H + 1/s'_H),$$

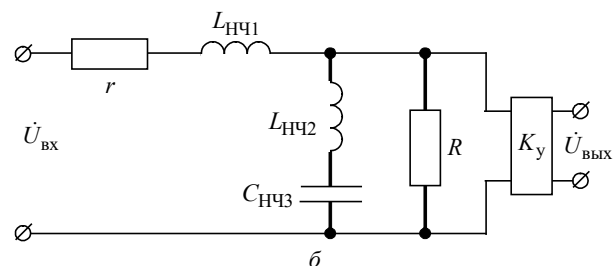
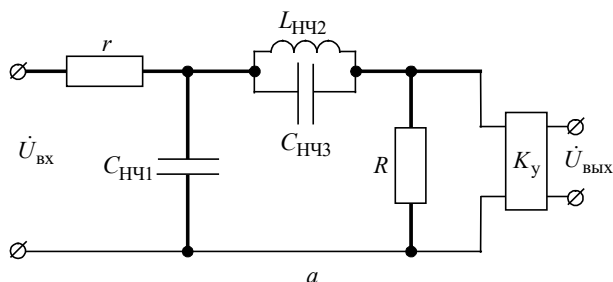


Рис. 1. Схемы ФНЧ 3-го порядка с Г-образными полувзвешьями с емкостью на входе (а) и индуктивностью на входе (б)

Fig. 1. The circuits of the 3rd order low-pass filter with Г-shaped half-links with input capacitance (a) and input inductance (б)

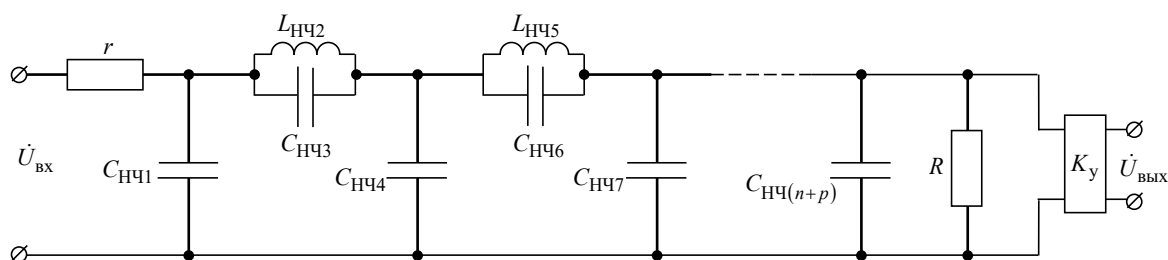


Рис. 2. Схема ФНЧ n -го порядка с p полюсами затухания с емкостью в поперечной ветви на входе
Fig. 2. The circuit of the LPF of the n -th order with p attenuation poles with capacitance at the input transverse branch

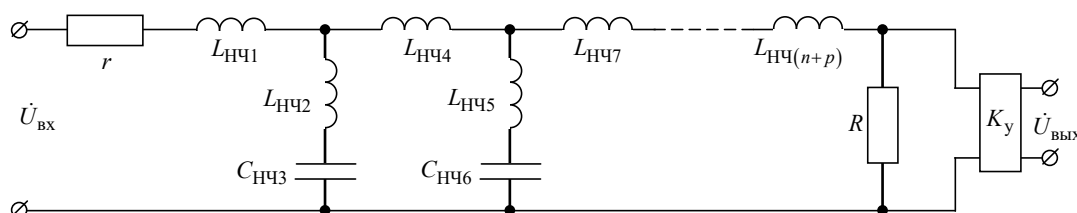


Рис. 3. Схема ФНЧ n -го порядка с p полюсами затухания с индуктивностью в продольной ветви на входе
Fig. 3. The circuit of the LPF of the n -th order with p attenuation poles with inductance at the input longitudinal branch

где Q – добротность ППФ (величина, равная отношению ω_0 к полосе пропускания ППФ на уровне АЧХ $1/\sqrt{2}$); $s'_H = j\omega'_H$ – преобразованная мнимая часть нормированной комплексной частоты, причем $\omega'_H = \omega/\omega_0$ – угловая частота частотной оси ППФ, нормированная относительно центральной частоты ω_0 . Значения переменной ω'_H , соответствующие значению нормированной частоты ω_H , могут быть определены из уравнения $\omega'^2_H - (\omega_H/Q)\omega'_H - 1 = 0$:

$$\omega'_{H1,2} = \sqrt{1 + \frac{\omega_H^2}{4Q^2}} \mp \frac{\omega_H}{2Q}, \quad \omega_H \geq 0.$$

После умножения левой и правой частей последнего равенства на ω_0 среднее геометрическое частот $\omega'_{1,2} = \omega'_{H1,2}\omega_0$ дает центральную частоту ППФ при любых значениях $\omega = \omega_H\omega_0$: $\sqrt{\omega'_1\omega'_2} = \omega_0$. Разность частот $\omega'_2 - \omega'_1 = \omega_0/Q$. Например, при $Q=10$ частота среза ФНЧ $\omega_c = \omega_0$ преобразуется в частоты среза ППФ $\omega'_1 = 0.95125\omega_0$, $\omega'_2 = 1.05125\omega_0$, откуда $Q = \omega_0/(\omega'_2 - \omega'_1) = 1/0.1$.

Обозначим подлежащие подавлению фиксированные частоты в полосе задерживания как $\omega_{\text{фк1}}$ и $\omega_{\text{фк2}}$, их среднее геометрическое –

центральная частота ППФ ω_0 . В соответствии с приведенным уравнением $\omega'_{\text{фк1}} = \omega_{\text{фк1}}/\omega_0$ и $\omega'_{\text{фк2}} = \omega_{\text{фк2}}/\omega_0$ можно рассматривать как нижнюю и верхнюю нормированные частоты максимального затухания ППФ, соответствующие нормированной частоте максимального затухания ФНЧ-прототипа

$$\omega_{\text{фк0}} = \frac{1 - \omega'^2_{\text{фк1}}}{\omega'_{\text{фк1}}}Q = \frac{\omega'^2_{\text{фк2}} - 1}{\omega'_{\text{фк2}}}Q. \quad (3)$$

Зададимся величиной Q и выберем порядок ППФ, в 2 раза превышающий порядок соответствующего ему ФНЧ. При проектировании инверсных ФНЧ Чебышева и эллиптических ФНЧ табличным методом [2, 7–9] разработчик ограничен дискретностью задания неравномерности передачи в полосе пропускания и минимального затухания в полосе задерживания. Полученные характеристики при пересчете на характеристики ППФ, и в частности, частоты бесконечного затухания, в общем случае отличаются от требуемых. При синтезе фильтров методом, основанным на решении системы нелинейных уравнений [10, 11], характеристики инверсного и квазиэллиптического ФНЧ-прототипов (ИФНЧ и КФНЧ) при выбранных значениях добротности Q и порядке ППФ $2n$ могут быть определены с требуемой точностью.

Реализуемую ПФ ФНЧ n -го порядка ($n = 3, 5, \dots$) с p полюсами затухания запишем как отношение произведения двучленов и многочлена степени n :

$$H_{LPp}^{(n)}(s_H) = K \frac{(s_H^2 + a_1)(s_H^2 + a_2) \dots (s_H^2 + a_{(n-1)/2})}{s_H^n + b_{n-1}s_H^{n-1} + \dots + b_1s_H + b_0},$$

где все коэффициенты суть вещественные положительные числа. АЧХ ФНЧ n -го порядка есть модуль ПФ

$$H_{LPp}^{(n)}(\omega_H) = K \frac{\left| \prod_{l=1}^{(n-1)/2} (\omega_H^2 - a_l) \right|}{D_{LPp}^{(n)}(\omega_H)}, \quad (4)$$

где

$$D_{LPp}^{(n)}(\omega_H) = \left\{ \left[\omega_H^n + \sum_{j=1}^{(n-1)/2} (-1)^j b_{n-2j} \omega_H^{n-2j} \right]^2 + \left[\sum_{j=0}^{(n-1)/2} (-1)^j b_{n-1-2j} \omega_H^{n-1-2j} \right]^2 \right\}^{0.5}.$$

Характеристика $H_{LPp}^{(n)}(\omega_H)$ обращается в ноль в точках $\omega_{Hg_0} = \sqrt{a_l} = \omega_{g_0}/\omega_0$ (ω_{g_0} – g -я круговая частота бесконечного затухания ФНЧ). Примем $\omega_{Hfkc0} = \sqrt{a_1}$.

В зависимости от значений коэффициентов K , a_l и b_j $H_{LPp}^{(n)}(\omega_H)$ является равноволновой АЧХ ИФНЧ $\bar{H}_{LPp}^{(n)}(\omega_H)$ или КФНЧ $\tilde{H}_{LPp}^{(n)}(\omega_H)$. Синтез АЧХ по заданному значению частоты максимального подавления помехи в полосе задерживания ω_{Hfkc0} для ИФНЧ и КФНЧ может быть выполнен решением систем уравнений, связывающих между собой параметры АЧХ в особых точках.

Параметром, подлежащим определению, помимо коэффициентов реализуемой ПФ и ко-

ординат характерных точек АЧХ ИФНЧ, является минимальное затухание в полосе задерживания $\bar{\delta}$. В соответствии с (4) коэффициент $\bar{a}_1 = \omega_{Hfkc0}^2$. Система $2n + 2$ уравнений ИФНЧ при нечетном n имеет вид

$$\begin{cases} (\bar{K}/\bar{b}_0) \prod_{l=1}^{(n-1)/2} \bar{a}_l = 1; \\ \bar{H}_{LPp}^{(n)}(\bar{d}_H) = 1 - \bar{H}_{LPp}^{(n)}(\bar{r}_H); \\ \bar{H}_{LPp}^{(n)}(1) = 1/\sqrt{2}; \\ \bar{H}_{LPp}^{(n)}(\bar{\omega}_{Hh}^{\max}) = \bar{H}_{LPp}^{(n)}(\bar{r}_H); \\ \partial [\bar{H}_{LPp}^{(n)}(\bar{\omega}_{Hh}^{\max})] / \partial \bar{\omega}_{Hh}^{\max} = 0; \\ \sqrt{\bar{a}_l} = \bar{k}_{gr_0} \bar{r}_H; \\ \bar{\omega}_{Hh_{\max}} = \bar{k}_{hr}^{\max} \bar{r}_H; \\ \bar{\delta} = -20 \lg \bar{H}_{LPp}^{(n)}(\bar{r}_H), \\ h, g = 1, 2, \dots, (n-1)/2, \end{cases} \quad (5)$$

где $\bar{H}_{LPp}^{(n)}(\bar{\omega}_{Hh}^{\max})$ – локальные максимумы АЧХ в полосе задерживания с абсциссами $\bar{\omega}_{Hh}^{\max}$; $\bar{r}_H > 1$ – граница отрезка $[0, \bar{r}_H]$ нормированной частотной оси, на которой АЧХ ИФНЧ спадает до уровня $\bar{H}_{LPp}^{(n)}(\bar{\omega}_{Hh}^{\max})$; $\bar{d}_H < 1$ – граница отрезка $[0, \bar{d}_H]$, определяемая из условия $\bar{H}_{LPp}^{(n)}(\bar{d}_H) = 1 - \bar{H}_{LPp}^{(n)}(\bar{r}_H)$; $\bar{k}_{gr_0}$, $\bar{k}_{hr}^{\max}$ – нормированные на $\bar{r}_H$ координаты нулей и максимумов АЧХ ИФНЧ в полосе задерживания, не зависящие от значений минимального затухания $\bar{\delta}$ (см. [11]). В табл. 1 приведены числовые значения коэффициентов $\bar{k}_{gr_0}$ и $\bar{k}_{hr}^{\max}$ для $n = 3, 5$, определяющие соотношения между координатами особых точек ИФНЧ.

Решением системы уравнений (5) являются $2n + 2$ параметров АЧХ $\bar{H}_{LPp}^{(n)}(\omega_H)$: $\bar{K}$, $\bar{a}_2$,

Табл. 1. Соотношения между координатами особых точек ИФНЧ

Tab. 1. Relationships between the coordinates of singular points of an inverse low-pass filter

n	$\bar{k}_{1r_0} = \bar{\omega}_{H1_0} / \bar{r}_H$	$\bar{k}_{1r}^{\max} = \bar{\omega}_{H1}^{\max} / \bar{r}_H$	$\bar{k}_{2r_0} = \bar{\omega}_{H2_0} / \bar{r}_H$	$\bar{k}_{2r}^{\max} = \bar{\omega}_{H2}^{\max} / \bar{r}_H$
3	1.1547005384	2.0	–	–
5	1.0514622242	1.2360679775	1.7013016167	3.2360679775

..., $\bar{a}_l$, $\bar{b}_{n-1}$, $\bar{b}_{n-2}$, ..., $\bar{b}_0$, $\bar{d}_n$, $\bar{r}_n$, $\bar{\omega}_{n1}^{\max}$, $\bar{\omega}_{n2}^{\max}$, ..., $\bar{\omega}_{nh}^{\max}$, $\bar{\delta}$. Поскольку сомножители в числителе (4) симметричны, порядковый номер нуля АЧХ g не обязательно равен номеру коэффициента l . При этом не исключено, что какие-либо из коэффициентов $\bar{a}_l = \bar{\omega}_{ng_0}^2 < \bar{a}_1$ (см. пример 1). Разность $\bar{r}_n - \bar{d}_n$ представляет нормированную ширину переходной области АЧХ ИФНЧ при найденном значении $\bar{\delta}$.

АЧХ КФНЧ имеет большую крутизну при переходе от полосы пропускания к полосе задерживания по сравнению с АЧХ ИФНЧ того же порядка при равных $\bar{\delta}$. При выбранном значении неравномерности АЧХ КФНЧ $\tilde{\delta}$ может быть определено минимальное затухание $\bar{\delta}$ (или, наоборот, при выбранном значении другого параметра). В общем случае система $3n+1$ уравнений КФНЧ для определения $3n+1$ неизвестных параметров $\tilde{K}$, $\tilde{a}_2$, $\tilde{a}_3$, ..., $\tilde{a}_{(n-1)/2}$, $\tilde{b}_{n-1}$, $\tilde{b}_{n-2}$, ..., $\tilde{b}_0$, $\tilde{\omega}_{n2}$, $\tilde{\omega}_{n4}$, ..., $\tilde{\omega}_{ns}$, $\tilde{\omega}_{n3}$, $\tilde{\omega}_{n5}$, ..., $\tilde{\omega}_{nq}$, $\tilde{d}_n$, $\tilde{r}_n$, $\tilde{\omega}_{n1}^{\max}$, $\tilde{\omega}_{n2}^{\max}$, ..., $\tilde{\omega}_{nh}^{\max}$, $\bar{\delta}$ при нечетном n и заданных значениях $\bar{\omega}_{n10}$ (или $\tilde{a}_1$) и $\tilde{\delta}$ имеет вид

$$\left\{ \begin{array}{l} 20 \lg \left[\tilde{K} \prod_{l=1}^{(n-1)/2} \tilde{a}_l / \left(2\tilde{b}_0 - \tilde{K} \prod_{l=1}^{(n-1)/2} \tilde{a}_l \right) \right] = \tilde{\delta}; \\ \tilde{H}_{LPp}^{(n)}(\tilde{\omega}_{ns}) = 2 - \left(\tilde{K} \prod_{l=1}^{(n-1)/2} \tilde{a}_l \right) / \tilde{b}_0, \\ \quad s = 2, 4, \dots, n-1; \\ \tilde{H}_{LPp}^{(n)}(\tilde{\omega}_{nq}) = \left(\tilde{K} \prod_{l=1}^{(n-1)/2} \tilde{a}_l \right) / \tilde{b}_0, \\ \quad q = 3, 5, \dots, n; \\ \tilde{H}_{LPp}^{(n)}(\tilde{d}_n) = 2 - \left(\tilde{K} \prod_{l=1}^{(n-1)/2} \tilde{a}_l \right) / \tilde{b}_0; \\ \tilde{H}_{LPp}^{(n)}(1) = 1/\sqrt{2}; \\ \tilde{H}_{LPp}^{(n)}(\tilde{\omega}_{nh}^{\max}) = \tilde{H}_{LPp}^{(n)}(\tilde{r}_n), \\ \quad h = 1, 2, \dots, (n-1)/2; \\ \partial \left[\tilde{H}_{LPp}^{(n)}(\tilde{\omega}_{ni}) \right] / \partial \tilde{\omega}_{ni} = 0, \quad i = 2, 3, \dots, n; \\ \partial \left[\tilde{H}_{LPp}^{(n)}(\tilde{\omega}_{nh}^{\max}) \right] / \partial \tilde{\omega}_{nh}^{\max} = 0; \\ \bar{\delta} = -20 \lg \tilde{H}_{LPp}^{(n)}(\tilde{r}_n), \end{array} \right. \quad (6)$$

где $\tilde{\omega}_{ns}$, $\tilde{\omega}_{nq}$ – координаты минимального $\tilde{H}_{LPp}^{(n)}(\tilde{\omega}_{ns})$ и максимального $\tilde{H}_{LPp}^{(n)}(\tilde{\omega}_{nq})$ значений функции $\tilde{H}_{LPp}^{(n)}(\omega_n)$ соответственно на отрезке $[0, \tilde{d}_n]$; $\tilde{d}_n$ – нормированная длина отрезка, на котором АЧХ КФНЧ равномерно приближает единичное значение в полосе пропускания. Общее количество частот экстремумов АЧХ в полосе пропускания $\tilde{\omega}_{ni}$, $i = 2, 3, \dots, n$, подлежащих определению, равно $n-1$; $[\tilde{r}_n, \infty)$ – бесконечный полуинтервал, где АЧХ КФНЧ имеет равномерные пульсации в полосе задерживания; $\tilde{\omega}_{nh}^{\max}$ – абсциссы локальных максимумов функции $\tilde{H}_{LPp}^{(n)}(\omega_n)$ в полосе задерживания, причем $h = 1, 2, \dots, (n-1)/2$; $\bar{\delta}$ – минимальное затухание в полосе задерживания, $\tilde{\delta}$ – неравномерность АЧХ в полосе пропускания.

Пример 1. Рассчитаем параметры АЧХ ФНЧ-прототипа ППФ 10-го порядка с частотами максимального подавления в полосах задерживания $\omega_{фкc1} = 0.9 \cdot 10^5$ рад/с, $\omega_{фкc2} = 1.1 \cdot 10^5$ рад/с и добротностью $Q = 10$. Центральная частота ППФ $\omega_0 = \sqrt{\omega_{фкc1} \omega_{фкc2}} = 99\,498.74371$ рад/с; тогда $\omega'_{нфкc1} = 0.904534$, $\omega'_{нфкc2} = 1.105542$. Нормированная частота максимального затухания ФНЧ (3) $\omega_{нфкc0} = 0.201008Q = 2.01008$. Коэффициент в первом сомножителе числителя реализуемой АЧХ ФНЧ $a_1 = \omega_{нфкc0}^2 = 4.040404$.

При расчете АЧХ ИФНЧ система уравнений (5) имеет решение при записи третьей строки в виде $\sqrt{\bar{a}_2} = \bar{k}_{1r_0} \bar{r}_n$; $\sqrt{\bar{a}_1} = \bar{k}_{2r_0} \bar{r}_n$, где $\sqrt{\bar{a}_1} = \omega_{нфкc0}$.

При расчете АЧХ КФНЧ примем значение неравномерности АЧХ в полосе пропускания $\tilde{\delta} = 0.1$ дБ. Выборочные элементы решений систем уравнений (5), (6) приведены в табл. 2. Из нее следует, что

$$\bar{\omega}_{n10} = \sqrt{\bar{a}_2} = \sqrt{1.543} = 1.242 < \omega_{нфкc0} = 2.010;$$

$$\tilde{\omega}_{n10} = \sqrt{\tilde{a}_2} = \sqrt{1.842} = 1.357 < \omega_{нфкc0} = 2.010.$$

Табл. 2. Элементы решений систем уравнений (5), (6)

Tab. 2. Elements of solving equations systems (5), (6)

АЧХ	K	a_2	b_4	b_3	b_2	b_1	b_0	d_H	r_H	$r_H - d_H$	$\bar{\delta}$
$\bar{H}_{LPp}^{(5)}(\omega_H)$	0.605	1.543	3.850	7.227	9.009	6.519	3.775	0.920	1.181	0.261	19.833
$\tilde{H}_{LPp}^{(5)}(\omega_H)$	0.054	1.842	1.569	2.371	1.958	1.177	0.397	0.918	1.309	0.391	40.317

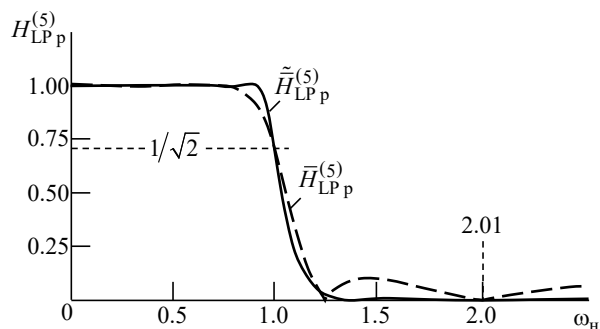


Рис. 4. АЧХ ИФНЧ $\bar{H}_{LPp}^{(5)}$ и КФНЧ $\tilde{H}_{LPp}^{(5)}$

Fig. 4. Amplitude-frequency responses of the inverse LPF $\bar{H}_{LPp}^{(5)}$ and the quasi-elliptic LPF $\tilde{H}_{LPp}^{(5)}$

АЧХ ИФНЧ $\bar{H}_{LPp}^{(5)}(\omega_H)$ и КФНЧ $\tilde{H}_{LPp}^{(5)}(\omega_H)$ представлены на рис. 4.

На рис. 5 (П-образная схема) и рис. 6 (Т-образная схема) представлены схемы ППФ, полученные преобразованием схем ФНЧ n -го порядка, приведенных на рис. 2 и 3 соответственно. При преобразовании емкости $C_{HЧi}$ заменены параллельными колебательными контурами с элементами $C'_{пpi} = QC_{HЧi}$, $L'_{пpi} = 1/(\omega_0^2 QC_{HЧi})$, а индуктивности $L_{HЧk}$ – последовательными контурами с элементами $L'_{пск} = QL_{HЧk}$, $C'_{пск} = 1/(\omega_0^2 QL_{HЧk})$, $i, k = 1, 2, \dots, n + p$, на-

строенными на частоту ω_0 , равную частоте среза прототипа ω_c . Количество элементов ППФ (включая резисторы r и R), полученного преобразованием ФНЧ нечетного порядка n с p полюсами затухания, не имеющего ограничений на условия реализации ПФ, составляет $2(n + p + 1)$.

Параллельное соединение последовательного и параллельного контуров в продольных ветвях П-образной схемы (рис. 5) может быть заменено эквивалентным ему последовательным соединением двух параллельных контуров, настроенных на требуемые частоты подавления в полосах задерживания ППФ [1, 12] (рис. 7). Последовательное соединение последовательного и параллельного контуров в поперечных ветвях Т-образной схемы (рис. 6) заменяется параллельным соединением последовательных контуров, также настроенных на частоты подавления ППФ (рис. 8). Элементы контуров в поперечных ветвях схемы на рис. 5 и в продольных ветвях схемы на рис. 6 перенесены в эквивалентные схемы без изменений.

Применение схем с контурами, настроенными на требуемые частоты подавления, удобно для точной настройки контуров с помощью индуктивностей при замене расчетных значений емкостей на стандартные.

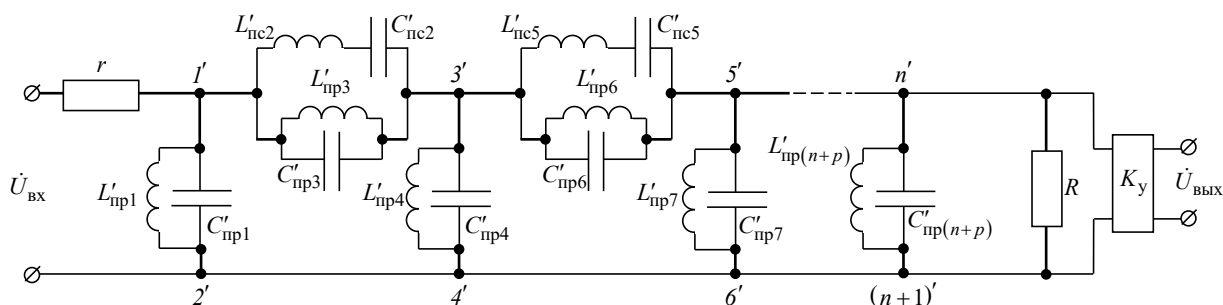


Рис. 5. П-образная схема ППФ с контурами, настроенными на частоту ω_0

Fig. 5. Pi-shaped circuit of a band-pass filter with oscillatory circuits, tuned at frequency ω_0

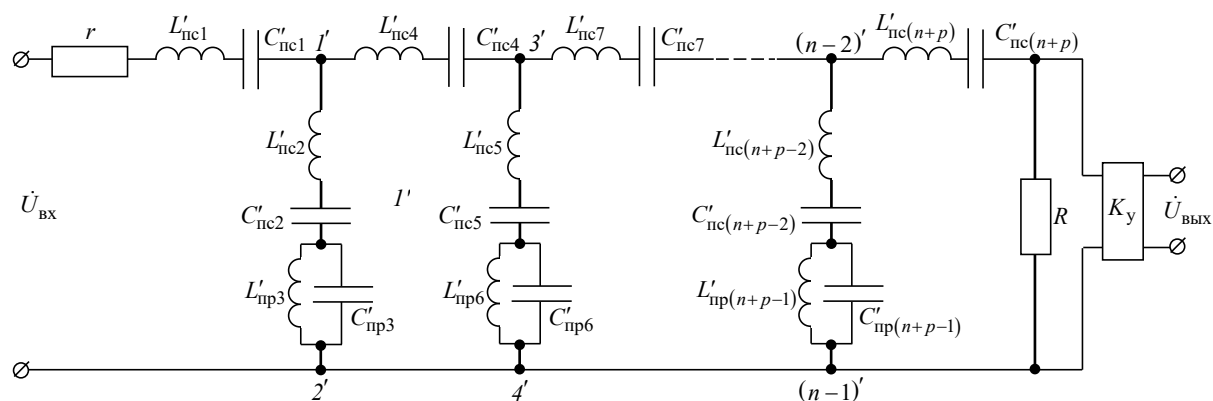


Рис. 6. Т-образная схема ППФ с контурами, настроенными на частоту ω_0

Fig. 6. T-shaped circuit of a band-pass filter with oscillatory circuits, tuned at frequency ω_0

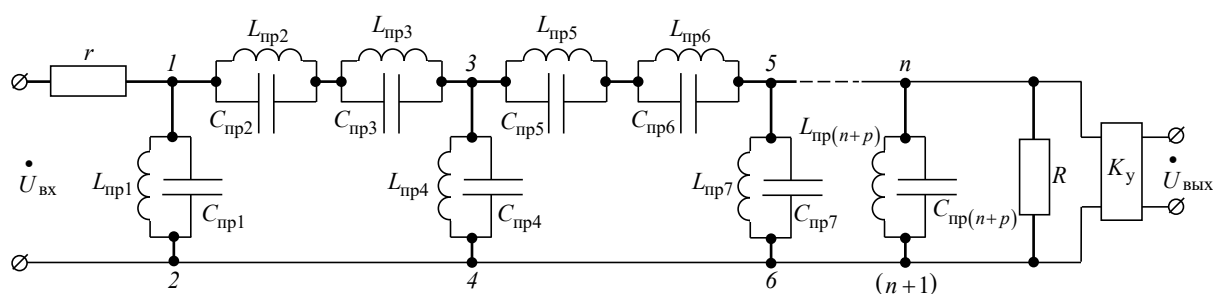


Рис. 7. Π-образная схема ППФ с параллельными контурами, настроенными на различные частоты

Fig. 7. Π-shaped circuit of a band-pass filter with parallel oscillatory circuits, tuned at different frequencies

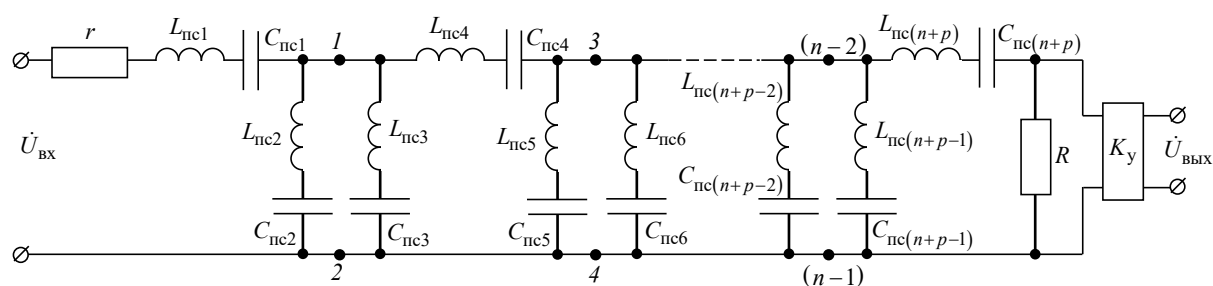


Рис. 8. Т-образная схема ППФ с последовательными контурами, настроенными на различные частоты

Fig. 8. T-shaped circuit of a band-pass filter with serial oscillatory circuits, tuned at different frequencies

В [1, 12–14] приведены формулы пересчета элементов ФНЧ, изображенных на рис. 2 и 3, в элементы ППФ с последовательно включенными параллельными контурами (рис. 7) и параллельно включенными последовательными контурами (рис. 8) соответственно. Поставим задачу непосредственного расчета параметров Π- и Т-образных ППФ, минуя промежуточный расчет элементов ФНЧ-прототипов.

Сравним схемы на рис. 5 и 7. Условием эквивалентной замены является равенство комплексных сопротивлений $Z_{j'(j+2)}'(j\omega)$ цепей

между узлами $j', (j+2)'$ (рис. 5) и $Z_{j(j+2)}(j\omega)$ – между узлами $j, (j+2)$ (рис. 7). Комплексные сопротивления записываются в виде отношения полиномов от переменной $s = j\omega$. Для узлов $j' = j = 1$ имеем:

$$Z_{1'3'}(s) = \frac{L'_{пс2}C'_{пс2}L'_{пр3}s^3 + L'_{пр3}s}{D_{1'3'}};$$

$$Z_{13}(s) = \frac{L_{пр2}L_{пр3}(C_{пр2} + C_{пр3})s^3 + (L_{пр2} + L_{пр3})s}{D_{13}},$$

где

$$\begin{aligned} D_{1'3'} &= L'_{пс2} C'_{пс2} L'_{пр3} C'_{пр3} s^4 + \\ &+ (L'_{пс2} C'_{пс2} + L'_{пр3} C'_{пр3} + L'_{пр3} C'_{пс2}) s^2 + 1; \\ D_{13} &= L_{пр2} C_{пр2} L_{пр3} C_{пр3} s^4 + \\ &+ (L_{пр2} C_{пр2} + L_{пр3} C_{пр3}) s^2 + 1. \end{aligned}$$

Приравняв $Z_{1'3'}(s)$ и $Z_{13}(s)$ и решив систему четырех уравнений относительно элементов схемы, изображенной на рис. 7, получим:

$$\begin{aligned} L_{пр2(3)} &= \frac{L'_{пр3} [\sqrt{\alpha^2 - \beta} \mp (\alpha - 2L'_{пс2} C'_{пс2})]}{2\sqrt{\alpha^2 - \beta}}; \\ C_{пр2(3)} &= \frac{\alpha \sqrt{\alpha^2 - \beta} \mp (\alpha^2 - \beta)}{L'_{пр3} [\sqrt{\alpha^2 - \beta} \mp (\alpha - 2L'_{пс2} C'_{пс2})]}, \end{aligned}$$

где $\alpha = L'_{пс2} C'_{пс2} + L'_{пр3} C'_{пр3} + L'_{пр3} C'_{пс2}$; $\beta = 4L'_{пс2} C'_{пс2} L'_{пр3} C'_{пр3}$; в символе "±" математический знак "-" относится к элементам $L_{пр2}$, $C_{пр2}$; знак "+" – к элементам $L_{пр3}$, $C_{пр3}$.

Резонансные частоты параллельных контуров:

$$\begin{aligned} \omega_{02пр} &= \frac{1}{\sqrt{L_{пр2} C_{пр2}}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \beta}}}; \\ \omega_{03пр} &= \frac{1}{\sqrt{L_{пр3} C_{пр3}}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \beta}}}. \end{aligned}$$

С учетом того, что

$$L'_{пс2} C'_{пс2} = L'_{пр3} C'_{пр3} = \omega_0^{-2},$$

получим:

$$\begin{aligned} \omega_{02(03)пр} &= \\ &= \frac{\omega_0 \sqrt{2C'_{пр3}}}{\sqrt{C'_{пс2} + 2C'_{пр3} \mp \sqrt{C'_{пс2} (C'_{пс2} + 4C'_{пр3})}}}, \end{aligned}$$

откуда следует, что контур с элементами $L_{пр2}$, $C_{пр2}$ (см. рис. 7) настроен на верхнюю частоту, а контур с элементами $L_{пр3}$, $C_{пр3}$ – на нижнюю частоту бесконечного затухания. По-

скольку нижние индексы элементов 2 и 3 входят в выражение для $Z_{13}(s)$ симметрично, частоты настройки контуров в продольной ветви можно поменять местами.

Аналогичные расчеты выполняются при замене цепей между узлами 3', 5' (см. рис. 5) последовательным соединением параллельных контуров между узлами 3, 5 (рис. 7), и т. д.

Индуктивности и емкости в ближайших поперечных ветвях ППФ записываются как

$$L_{при} = L'_{при}, C_{при} = C'_{при}, i = 1, 4, 7, \dots$$

При сравнении комплексных сопротивлений цепей $Z_{1'2'}(s)$ между узлами 1', 2' схемы на рис. 6 и $Z_{12}(s)$ между узлами 1, 2 схемы на рис. 8 получим соотношения

$$\begin{aligned} L_{пс2(3)} &= \frac{\alpha \sqrt{\alpha^2 - \beta} \mp (\alpha^2 - \beta)}{C'_{пс2} [\sqrt{\alpha^2 - \beta} \mp (\alpha - 2L'_{пр3} C'_{пр3})]}; \\ C_{пс2(3)} &= \frac{C'_{пс2} [\sqrt{\alpha^2 - \beta} \mp (\alpha - 2L'_{пр3} C'_{пр3})]}{2\sqrt{\alpha^2 - \beta}}, \end{aligned}$$

где $\alpha = L'_{пс2} C'_{пс2} + L'_{пр3} C'_{пр3} + L'_{пр3} C'_{пс2}$; $\beta = 4L'_{пс2} C'_{пс2} L'_{пр3} C'_{пр3}$; знак "-" в символе "±" относится к элементам $L_{пс2}$, $C_{пс2}$, знак "+" – к элементам $L_{пс3}$, $C_{пс3}$.

Резонансные частоты последовательных контуров:

$$\begin{aligned} \omega_{02пс} &= \frac{1}{\sqrt{L_{пс2} C_{пс2}}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\alpha - \sqrt{\alpha^2 - \beta}}}; \\ \omega_{03пс} &= \frac{1}{\sqrt{L_{пс3} C_{пс3}}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\alpha + \sqrt{\alpha^2 - \beta}}}. \end{aligned}$$

Замечание относительно изменения резонансных частот параллельных контуров П-образной схемы ППФ справедливо и для частот настройки последовательных контуров Т-образной схемы.

Перемножив $L_{пр2}$ и $C_{пр3}$, $L_{пр3}$ и $C_{пр2}$, нетрудно убедиться, что

$$\frac{1}{\sqrt{L_{пр2} C_{пр3}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{пр3} C_{пр2}}} = \omega_0,$$

что позволяет выразить элементы продольных ветвей схемы на рис. 5 через элементы схемы на рис. 7 с угловой частотой ω_0 в качестве параметра, и в конечном итоге – элементы ФНЧ-прототипа через искомые элементы ППФ с различной настройкой контуров.

Для Т-образной схемы с последовательными контурами имеем аналогичные соотношения:

$$\frac{1}{\sqrt{L_{\text{пс}2}C_{\text{пс}3}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{пс}3}C_{\text{пс}2}}} = \omega_0.$$

Связи между элементами П-образных ППФ с одинаковой и различной настройками контуров (с включением элементов ФНЧ-прототипа) в обозначениях на рис. 5 и 7 имеют вид

$$L'_{\text{пр}i} = L_{\text{пр}i}; \quad C'_{\text{пр}i} = Q C_{\text{нч}i} = C_{\text{пр}i}, \quad i = 1, 4, \dots;$$

$$L'_{\text{пс}k} = Q L_{\text{нч}k} = \frac{C_{\text{пр}k} + C_{\text{пр}(k+1)}}{\omega_0^2 [C_{\text{пр}k} - C_{\text{пр}(k+1)}]^2};$$

$$C'_{\text{пс}k} = \frac{[C_{\text{пр}k} - C_{\text{пр}(k+1)}]^2}{C_{\text{пр}k} + C_{\text{пр}(k+1)}}, \quad k = 2, 5, \dots;$$

$$L'_{\text{пр}j} = \frac{C_{\text{пр}(j-1)} + C_{\text{пр}j}}{\omega_0^2 C_{\text{пр}(j-1)} C_{\text{пр}j}};$$

$$C'_{\text{пр}j} = Q C_{\text{нч}j} = \frac{C_{\text{пр}(j-1)} C_{\text{пр}j}}{C_{\text{пр}(j-1)} + C_{\text{пр}j}}, \quad j = 3, 6, \dots.$$

Соотношения для Т-образных схем (см. рис. 6 и 8):

$$L'_{\text{пс}k} = L_{\text{пс}k}; \quad C'_{\text{пс}k} = 1 / (\omega_0^2 Q L_{\text{нч}k}) = C_{\text{пс}k}, \quad k = 1, 4, \dots;$$

$$L'_{\text{пс}l} = Q L_{\text{нч}l} = 1 / \{ \omega_0^2 [C_{\text{пс}l} + C_{\text{пс}(l+1)}] \};$$

$$C'_{\text{пс}l} = C_{\text{пс}l} + C_{\text{пс}(l+1)}, \quad l = 2, 5, \dots;$$

$$L'_{\text{пр}i} = \frac{[C_{\text{пс}(i-1)} - C_{\text{пс}i}]^2}{\omega_0^2 [C_{\text{пс}(i-1)} + C_{\text{пс}i}] C_{\text{пс}(i-1)} C_{\text{пс}i}};$$

$$C'_{\text{пр}i} = Q C_{\text{нч}i} = \frac{[C_{\text{пс}(i-1)} + C_{\text{пс}i}] C_{\text{пс}(i-1)} C_{\text{пс}i}}{[C_{\text{пс}(i-1)} - C_{\text{пс}i}]^2}, \quad i = 3, 6, \dots.$$

В табл. 3 приведены ПФ ФНЧ-прототипов ППФ с различной настройкой параллельных контуров $H_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(n)}(s_{\text{н}})$ (схема на рис. 2, $n = 3, 5$)

и последовательных контуров $H_{\text{б,р}C_{\text{пс}}}^{(n)}(s_{\text{н}})$ (схема на рис. 3, $n = 3, 5$), выраженные через емкости $C_{\text{пр}}$ и $C_{\text{пс}}$ соответствующих ППФ. Индекс "р" указывает на наличие у ФНЧ полюсов затухания.

В табл. 4 приведены АЧХ синтезируемых ППФ порядков $2n$ с p полюсами затухания: с параллельными контурами $H_{\text{ВРпр}p}^{(2n)}(\omega_{\text{н}})$, $2n = 6, 10$; $2p = 2, 4$ соответственно (схемы на рис. 7) и последовательными контурами $H_{\text{ВРпс}p}^{(2n)}(\omega_{\text{н}})$, $2n = 6, 2p = 2$ (схемы на рис. 8), выраженные через индуктивности и емкости. Схемы фильтров дуальны (двойственны) в том смысле, что их АЧХ могут быть получены одна из другой с помощью следующих взаимных подстановок: $L_{\text{пр}i} \leftrightarrow C_{\text{пс}i}$, $C_{\text{пр}i} \leftrightarrow L_{\text{пс}i}$, $i = 1, 2, \dots, n + p$. Замена r и R в знаменателе осуществляется по правилу: $r \leftrightarrow 1/r$, $R \leftrightarrow 1/R$; в числителе: $1/r \leftrightarrow R$ (ср. $H_{\text{ВРпр}p}^{(6)}(\omega_{\text{н}})$ и $H_{\text{ВРпс}p}^{(6)}(\omega_{\text{н}})$ в табл. 4). Сходство в записи объясняется заменой реактивных сопротивлений их дуальными эквивалентами – проводимостями при расчете ПФ и АЧХ обоих типов фильтров.

Полная запись необходима для обеспечения коррекции АЧХ с помощью индуктивностей после замены расчетных значений емкостей стандартными.

Пример 2. Рассчитаем элементы КППФ 10-го порядка с параллельными контурами с параметрами АЧХ, рассчитанными в примере 1. Приравняв коэффициенты $H_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}(s_{\text{н}})$ и $\tilde{H}_{\text{ЛР}p}^{(5)}(s_{\text{н}})$ при одинаковых степенях переменной $s_{\text{н}}$, получим систему из 8 уравнений при 10 неизвестных: K_y , $C_{\text{пр}1}$, $C_{\text{пр}2}$, $C_{\text{пр}3}$, $C_{\text{пр}4}$, $C_{\text{пр}5}$, $C_{\text{пр}6}$, $C_{\text{пр}7}$, r , R .

Табл. 3. Передаточные функции ФНЧ-прототипов ППФ с различными частотами настройки контуров
Tab. 3. Transfer functions of low-pass filters – prototypes of band-pass filters with different contour tuning frequencies

$n = 3$, схема на рис. 2	
где	$H_{b,pC_{np}}^{(3)}(s_H) = \frac{K_y C_{np2} C_{np3}}{\omega_0 r \mu_{b,pC_{np}}^{(3)}} Q \left[s_H^2 + \frac{(C_{np2} - C_{np3})^2}{C_{np2} C_{np3}} Q^2 \right] / \Lambda_{b,pC_{np}}^{(3)},$ $\mu_{b,pC_{np}}^{(3)} = C_{np1} C_{np2} (C_{np3} + C_{np4}) + (C_{np1} + C_{np2}) C_{np3} C_{np4};$ $\Lambda_{b,pC_{np}}^{(3)} = s_H^3 + \frac{r(C_{np1} C_{np2} + C_{np1} C_{np3} + C_{np2} C_{np3}) + R(C_{np2} C_{np3} + C_{np2} C_{np4} + C_{np3} C_{np4})}{\omega_0 r R \mu_{b,pC_{np}}^{(3)}} Q s_H^2 +$ $+ \frac{\omega_0^2 r R (C_{np1} + C_{np4}) (C_{np2} - C_{np3})^2 + C_{np2} + C_{np3}}{\omega_0^2 r R \mu_{b,pC_{np}}^{(3)}} Q^2 s_H + (r + R) \frac{(C_{np2} - C_{np3})^2}{\omega_0 r R \mu_{b,pC_{np}}^{(3)}} Q^3$
$n = 3$, схема на рис. 3	
где	$H_{b,pC_{nc}}^{(3)}(s_H) = \frac{K_y \omega_0 R C_{nc1} C_{nc4}}{\mu_{b,pC_{nc}}^{(3)}} Q \left[s_H^2 + \frac{(C_{nc2} - C_{nc3})^2}{C_{nc2} C_{nc3}} Q^2 \right] / \Lambda_{b,pC_{nc}}^{(3)},$ $\mu_{b,pC_{nc}}^{(3)} = C_{nc1} + C_{nc2} + C_{nc3} + C_{nc4};$ $\Lambda_{b,pC_{nc}}^{(3)} = s_H^3 + \omega_0 \frac{r C_{nc1} (C_{nc2} + C_{nc3} + C_{nc4}) + R (C_{nc1} + C_{nc2} + C_{nc3}) C_{nc4}}{\mu_{b,pC_{nc}}^{(3)}} Q s_H^2 +$ $+ \left[\frac{(C_{nc1} + C_{nc4}) (C_{nc2} - C_{nc3})^2}{C_{nc2} C_{nc3} \mu_{b,pC_{nc}}^{(3)}} + \omega_0^2 r R C_{nc1} \frac{C_{nc2} + C_{nc3}}{\mu_{b,pC_{nc}}^{(3)}} C_{nc4} \right] Q^2 s_H + \omega_0 (r + R) C_{nc1} \frac{(C_{nc2} - C_{nc3})^2}{C_{nc2} C_{nc3} \mu_{b,pC_{nc}}^{(3)}} C_{nc4} Q^3$
$n = 5$, схема на рис. 2	
где	$H_{b,pC_{np}}^{(5)}(s_H) = \frac{K_y C_{np2} C_{np3} C_{np5} C_{np6}}{\omega_0 r \mu_{b,pC_{np}}^{(5)}} Q \left[s_H^2 + \frac{(C_{np2} - C_{np3})^2}{C_{np2} C_{np3}} Q^2 \right] \left[s_H^2 + \frac{(C_{np5} - C_{np6})^2}{C_{np5} C_{np6}} Q^2 \right] / \Lambda_{b,pC_{np}}^{(5)},$ $\mu_{b,pC_{np}}^{(5)} = [C_{np1} C_{np2} (C_{np3} + C_{np4}) + (C_{np1} + C_{np2}) C_{np3} C_{np4}] (C_{np5} C_{np6} + C_{np5} C_{np7} + C_{np6} C_{np7}) +$ $+ (C_{np1} C_{np2} + C_{np1} C_{np3} + C_{np2} C_{np3}) C_{np5} C_{np6} C_{np7};$ $\Lambda_{b,pC_{np}}^{(5)} = s_H^5 + \left[\frac{C_{np1} C_{np2} C_{np3} (C_{np5} + C_{np6}) + (C_{np1} C_{np2} + C_{np1} C_{np3} + C_{np2} C_{np3}) (C_{np4} C_{np5} + C_{np4} C_{np6} + C_{np5} C_{np6})}{\omega_0 R \mu_{b,pC_{np}}^{(5)}} + \right.$ $+ \left. \frac{(C_{np2} C_{np3} + C_{np2} C_{np4} + C_{np3} C_{np4}) (C_{np5} C_{np6} + C_{np5} C_{np7} + C_{np6} C_{np7}) + (C_{np2} + C_{np3}) C_{np5} C_{np6} C_{np7}}{\omega_0 r \mu_{b,pC_{np}}^{(5)}} \right] Q s_H^4 +$ $+ \left[\frac{C_{np1} C_{np2} (C_{np3} + C_{np4} + C_{np7}) + (C_{np1} + C_{np2}) C_{np3} (C_{np4} + C_{np7})}{\mu_{b,pC_{np}}^{(5)}} (C_{np5} - C_{np6})^2 + \right.$ $+ \left. \frac{(C_{np1} + C_{np4}) (C_{np5} C_{np6} + C_{np5} C_{np7} + C_{np6} C_{np7}) + C_{np5} C_{np6} C_{np7}}{\mu_{b,pC_{np}}^{(5)}} (C_{np2} - C_{np3})^2 + \right.$ $+ \left. \frac{(C_{np2} C_{np3} + C_{np2} C_{np4} + C_{np3} C_{np4}) (C_{np5} + C_{np6}) + (C_{np2} + C_{np3}) C_{np5} C_{np6}}{\omega_0^2 r R \mu_{b,pC_{np}}^{(5)}} \right] Q^2 s_H^3 +$ $+ \left[\frac{(C_{np1} + C_{np4}) (C_{np5} + C_{np6}) + C_{np5} C_{np6}}{\omega_0 R \mu_{b,pC_{np}}^{(5)}} (C_{np2} - C_{np3})^2 + \frac{(C_{np1} C_{np2} + C_{np1} C_{np3} + C_{np2} C_{np3}) (C_{np5} - C_{np6})^2}{\omega_0 R \mu_{b,pC_{np}}^{(5)}} + \right.$ $+ \left. \frac{[C_{np2} C_{np3} + (C_{np2} + C_{np3}) (C_{np4} + C_{np7})] (C_{np5} - C_{np6})^2 + (C_{np5} C_{np6} + C_{np5} C_{np7} + C_{np6} C_{np7}) (C_{np2} - C_{np3})^2}{\omega_0 r \mu_{b,pC_{np}}^{(5)}} \right] Q^3 s_H^2 +$

$+ \left[\frac{\omega_0^2 r R (C_{\text{пр}1} + C_{\text{пр}4} + C_{\text{пр}7}) (C_{\text{пр}2} - C_{\text{пр}3})^2 (C_{\text{пр}5} - C_{\text{пр}6})^2 + (C_{\text{пр}2} + C_{\text{пр}3}) (C_{\text{пр}5} - C_{\text{пр}6})^2}{\omega_0^2 r R \mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} + \right.$ $\left. + \frac{(C_{\text{пр}5} + C_{\text{пр}6}) (C_{\text{пр}2} - C_{\text{пр}3})^2}{\omega_0^2 r R \mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} \right] Q^4 s_{\text{н}} + \frac{(r + R) (C_{\text{пр}2} - C_{\text{пр}3})^2 (C_{\text{пр}5} - C_{\text{пр}6})^2}{\omega_0 r R \mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} Q^5$	
$n = 5$, схема на рис. 3	
где	$H_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}(s_{\text{н}}) = \frac{K_y \omega_0 R C_{\text{пр}1} C_{\text{пр}4} C_{\text{пр}7}}{\mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} Q \left[s_{\text{н}}^2 + \frac{(C_{\text{пр}2} - C_{\text{пр}3})^2}{C_{\text{пр}2} C_{\text{пр}3}} Q^2 \right] \left[s_{\text{н}}^2 + \frac{(C_{\text{пр}5} - C_{\text{пр}6})^2}{C_{\text{пр}5} C_{\text{пр}6}} Q^2 \right] / \Lambda_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)},$ $\mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)} = (C_{\text{пр}1} + C_{\text{пр}2} + C_{\text{пр}3}) (C_{\text{пр}4} + C_{\text{пр}5} + C_{\text{пр}6} + C_{\text{пр}7}) + C_{\text{пр}4} (C_{\text{пр}5} + C_{\text{пр}6} + C_{\text{пр}7});$ $\Lambda_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)} = s_{\text{н}}^5 + \omega_0 \left[r C_{\text{пр}1} \frac{(C_{\text{пр}2} + C_{\text{пр}3}) C_{\text{пр}4} + (C_{\text{пр}2} + C_{\text{пр}3} + C_{\text{пр}4}) (C_{\text{пр}5} + C_{\text{пр}6} + C_{\text{пр}7})}{\mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} + \right.$ $\left. + R \frac{(C_{\text{пр}1} + C_{\text{пр}2} + C_{\text{пр}3}) (C_{\text{пр}4} + C_{\text{пр}5} + C_{\text{пр}6}) + C_{\text{пр}4} (C_{\text{пр}5} + C_{\text{пр}6})}{\mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} C_{\text{пр}7} \right] Q s_{\text{н}}^4 +$ $+ \left[\frac{C_{\text{пр}1} C_{\text{пр}4} + (C_{\text{пр}1} + C_{\text{пр}4}) (C_{\text{пр}5} + C_{\text{пр}6} + C_{\text{пр}7})}{C_{\text{пр}2} C_{\text{пр}3} \mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} (C_{\text{пр}2} - C_{\text{пр}3})^2 + \frac{(C_{\text{пр}1} + C_{\text{пр}2} + C_{\text{пр}3}) (C_{\text{пр}4} + C_{\text{пр}7}) + C_{\text{пр}4} C_{\text{пр}7}}{C_{\text{пр}5} C_{\text{пр}6} \mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} \times \right.$ $\left. \times (C_{\text{пр}5} - C_{\text{пр}6})^2 + \omega_0^2 r R C_{\text{пр}1} \frac{(C_{\text{пр}2} + C_{\text{пр}3}) C_{\text{пр}4} + (C_{\text{пр}2} + C_{\text{пр}3} + C_{\text{пр}4}) (C_{\text{пр}5} + C_{\text{пр}6})}{\mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} C_{\text{пр}7} \right] Q^2 s_{\text{н}}^3 +$ $+ \omega_0 \left\{ r C_{\text{пр}1} \left[(C_{\text{пр}2} - C_{\text{пр}3})^2 C_{\text{пр}4} \frac{C_{\text{пр}5} + C_{\text{пр}6} + C_{\text{пр}7}}{C_{\text{пр}2} C_{\text{пр}3} \mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} + (C_{\text{пр}5} - C_{\text{пр}6})^2 \frac{(C_{\text{пр}2} + C_{\text{пр}3}) (C_{\text{пр}4} + C_{\text{пр}7}) + C_{\text{пр}4} C_{\text{пр}7}}{C_{\text{пр}5} C_{\text{пр}6} \mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} \right] + \right.$ $+ R \left[\frac{C_{\text{пр}1} + C_{\text{пр}2} + C_{\text{пр}3}}{C_{\text{пр}5} C_{\text{пр}6} \mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} C_{\text{пр}4} (C_{\text{пр}5} - C_{\text{пр}6})^2 + \frac{C_{\text{пр}1} C_{\text{пр}4} + (C_{\text{пр}1} + C_{\text{пр}4}) (C_{\text{пр}5} + C_{\text{пр}6})}{C_{\text{пр}2} C_{\text{пр}3} \mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} (C_{\text{пр}2} - C_{\text{пр}3})^2 \right] C_{\text{пр}7} \left. \right\} Q^3 s_{\text{н}}^2 +$ $+ \left\{ \frac{C_{\text{пр}1} C_{\text{пр}4} + C_{\text{пр}1} C_{\text{пр}7} + C_{\text{пр}4} C_{\text{пр}7}}{C_{\text{пр}2} C_{\text{пр}3} C_{\text{пр}5} C_{\text{пр}6} \mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} (C_{\text{пр}2} - C_{\text{пр}3})^2 (C_{\text{пр}5} - C_{\text{пр}6})^2 + \omega_0^2 r R C_{\text{пр}1} \left[\frac{(C_{\text{пр}2} - C_{\text{пр}3})^2 (C_{\text{пр}5} + C_{\text{пр}6})}{C_{\text{пр}2} C_{\text{пр}3} \mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} + \right.$ $\left. + \frac{(C_{\text{пр}2} + C_{\text{пр}3}) (C_{\text{пр}5} - C_{\text{пр}6})^2}{C_{\text{пр}5} C_{\text{пр}6} \mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} \right] C_{\text{пр}4} C_{\text{пр}7} \left. \right\} Q^4 s_{\text{н}} + \omega_0 (r + R) C_{\text{пр}1} \frac{(C_{\text{пр}2} - C_{\text{пр}3})^2 (C_{\text{пр}5} - C_{\text{пр}6})^2}{C_{\text{пр}2} C_{\text{пр}3} C_{\text{пр}5} C_{\text{пр}6} \mu_{\text{б,р}C_{\text{пр}}}^{(5)}} C_{\text{пр}4} C_{\text{пр}7} Q^5$

Табл. 4. АЧХ ППФ с различными частотами настройки контуров, выраженные через индуктивности и емкости
Tab. 4. Frequency responses of bandpass filters with circuits tuned at different frequencies, denoted through inductances and capacitances

$2n = 6$, схема на рис. 7	
где	$H_{\text{ВРпр} \text{ п}}^{(6)}(\omega_{\text{н}}) = \frac{\frac{K_y C_{\text{пр}2} C_{\text{пр}3}}{\omega_0 r \mu_{\text{ВРпр} \text{ п}}^{(6)}} \omega_{\text{н}} \left \omega_{\text{н}}^2 - \frac{1}{\omega_0^2 L_{\text{пр}2} C_{\text{пр}2}} \right \left \omega_{\text{н}}^2 - \frac{1}{\omega_0^2 L_{\text{пр}3} C_{\text{пр}3}} \right }{\sqrt{\left(\omega_{\text{н}}^6 - \Gamma_{\text{пр}4} \omega_{\text{н}}^4 + \Gamma_{\text{пр}2} \omega_{\text{н}}^2 - \Gamma_{\text{пр}0} \right)^2 + \left(\Gamma_{\text{пр}5} \omega_{\text{н}}^5 - \Gamma_{\text{пр}3} \omega_{\text{н}}^3 + \Gamma_{\text{пр}1} \omega_{\text{н}} \right)^2}},$ $\mu_{\text{ВРпр} \text{ п}}^{(6)} = C_{\text{пр}1} C_{\text{пр}2} (C_{\text{пр}3} + C_{\text{пр}4}) + (C_{\text{пр}1} + C_{\text{пр}2}) C_{\text{пр}3} C_{\text{пр}4};$ $\Gamma_{\text{пр}4} = \frac{1}{\omega_0^2 \mu_{\text{ВРпр} \text{ п}}^{(6)}} \left(\frac{C_{\text{пр}2} C_{\text{пр}3} + C_{\text{пр}2} C_{\text{пр}4} + C_{\text{пр}3} C_{\text{пр}4}}{L_{\text{пр}1}} + \frac{C_{\text{пр}1} C_{\text{пр}3} + C_{\text{пр}1} C_{\text{пр}4} + C_{\text{пр}3} C_{\text{пр}4}}{L_{\text{пр}2}} + \frac{C_{\text{пр}1} C_{\text{пр}2} + C_{\text{пр}1} C_{\text{пр}4} + C_{\text{пр}2} C_{\text{пр}4}}{L_{\text{пр}3}} + \right.$ $\left. + \frac{C_{\text{пр}1} C_{\text{пр}2} + C_{\text{пр}1} C_{\text{пр}3} + C_{\text{пр}2} C_{\text{пр}3}}{L_{\text{пр}4}} + \frac{C_{\text{пр}2} + C_{\text{пр}3}}{r R} \right);$

$\Gamma_{np2} = \frac{1}{\omega_0^4 \mu_{BPP}^{(6)}} \left(\frac{C_{np3} + C_{np4}}{L_{np1} L_{np2}} + \frac{C_{np2} + C_{np4}}{L_{np1} L_{np3}} + \frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np1} L_{np4}} + \frac{C_{np1} + C_{np4}}{L_{np2} L_{np3}} + \frac{C_{np1} + C_{np3}}{L_{np2} L_{np4}} + \frac{C_{np1} + C_{np2}}{L_{np3} L_{np4}} + \frac{L_{np2} + L_{np3}}{r R L_{np2} L_{np3}} \right);$ $\Gamma_{np0} = \frac{L_{np1} + L_{np2} + L_{np3} + L_{np4}}{\omega_0^6 L_{np1} L_{np2} L_{np3} L_{np4} \mu_{BPP}^{(6)}};$ $\Gamma_{np5} = \frac{r(C_{np1} C_{np2} + C_{np1} C_{np3} + C_{np2} C_{np3}) + R(C_{np2} C_{np3} + C_{np2} C_{np4} + C_{np3} C_{np4})}{\omega_0 r R \mu_{BPP}^{(6)}};$ $\Gamma_{np3} = \frac{1}{\omega_0^3 \mu_{BPP}^{(6)}} \left[\frac{1}{R} \left(\frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np1}} + \frac{C_{np1} + C_{np3}}{L_{np2}} + \frac{C_{np1} + C_{np2}}{L_{np3}} \right) + \frac{1}{r} \left(\frac{C_{np3} + C_{np4}}{L_{np2}} + \frac{C_{np2} + C_{np4}}{L_{np3}} + \frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np4}} \right) \right];$ $\Gamma_{np1} = \frac{1}{\omega_0^5 \mu_{BPP}^{(6)}} \left(\frac{L_{np1} + L_{np2} + L_{np3}}{R L_{np1} L_{np2} L_{np3}} + \frac{L_{np2} + L_{np3} + L_{np4}}{r L_{np2} L_{np3} L_{np4}} \right)$
2n = 6, схема на рис. 8
$H_{BPP}^{(6)}(\omega_n) = \frac{K_y \frac{R L_{nc2} L_{nc3}}{\omega_0 \mu_{BPP}^{(6)}} \omega_n \left \omega_n^2 - \frac{1}{\omega_0^2 L_{nc2} C_{nc2}} \right \left \omega_n^2 - \frac{1}{\omega_0^2 L_{nc3} C_{nc3}} \right }{\sqrt{\left(\omega_n^6 - \Gamma_{nc4} \omega_n^4 + \Gamma_{nc2} \omega_n^2 - \Gamma_{nc0} \right)^2 + \left(\Gamma_{nc5} \omega_n^5 - \Gamma_{nc3} \omega_n^3 + \Gamma_{nc1} \omega_n \right)^2}},$ где $\mu_{BPP}^{(6)} = L_{nc1} L_{nc2} (L_{nc3} + L_{nc4}) + (L_{nc1} + L_{nc2}) L_{nc3} L_{nc4};$ $\Gamma_{nc4} = \frac{1}{\omega_0^2 \mu_{BPP}^{(6)}} \left[\frac{L_{nc2} L_{nc3} + L_{nc2} L_{nc4} + L_{nc3} L_{nc4}}{C_{nc1}} + \frac{L_{nc1} L_{nc3} + L_{nc1} L_{nc4} + L_{nc3} L_{nc4}}{C_{nc2}} + \frac{L_{nc1} L_{nc2} + L_{nc1} L_{nc4} + L_{nc2} L_{nc4}}{C_{nc3}} + \frac{L_{nc1} L_{nc2} + L_{nc1} L_{nc3} + L_{nc2} L_{nc3}}{C_{nc4}} + r R (L_{nc2} + L_{nc3}) \right];$ $\Gamma_{nc2} = \frac{1}{\omega_0^4 \mu_{BPP}^{(6)}} \left(\frac{L_{nc3} + L_{nc4}}{C_{nc1} C_{nc2}} + \frac{L_{nc2} + L_{nc4}}{C_{nc1} C_{nc3}} + \frac{L_{nc2} + L_{nc3}}{C_{nc1} C_{nc4}} + \frac{L_{nc1} + L_{nc4}}{C_{nc2} C_{nc3}} + \frac{L_{nc1} + L_{nc3}}{C_{nc2} C_{nc4}} + \frac{L_{nc1} + L_{nc2}}{C_{nc3} C_{nc4}} + r R \frac{C_{nc2} + C_{nc3}}{C_{nc2} C_{nc3}} \right);$ $\Gamma_{nc0} = \frac{C_{nc1} + C_{nc2} + C_{nc3} + C_{nc4}}{\omega_0^6 C_{nc1} C_{nc2} C_{nc3} C_{nc4} \mu_{BPP}^{(6)}};$ $\Gamma_{nc5} = \frac{r(L_{nc2} L_{nc3} + L_{nc2} L_{nc4} + L_{nc3} L_{nc4}) + R(L_{nc1} L_{nc2} + L_{nc1} L_{nc3} + L_{nc2} L_{nc3})}{\omega_0 \mu_{BPP}^{(6)}};$ $\Gamma_{nc3} = \frac{1}{\omega_0^3 \mu_{BPP}^{(6)}} \left[R \left(\frac{L_{nc2} + L_{nc3}}{C_{nc1}} + \frac{L_{nc1} + L_{nc3}}{C_{nc2}} + \frac{L_{nc1} + L_{nc2}}{C_{nc3}} \right) + r \left(\frac{L_{nc3} + L_{nc4}}{C_{nc2}} + \frac{L_{nc2} + L_{nc4}}{C_{nc3}} + \frac{L_{nc2} + L_{nc3}}{C_{nc4}} \right) \right];$ $\Gamma_{nc1} = \frac{1}{\omega_0^5 \mu_{BPP}^{(6)}} \left(R \frac{C_{nc1} + C_{nc2} + C_{nc3}}{C_{nc1} C_{nc2} C_{nc3}} + r \frac{C_{nc2} + C_{nc3} + C_{nc4}}{C_{nc2} C_{nc3} C_{nc4}} \right)$
2n = 10, схема на рис. 7
$H_{BPP}^{(10)}(\omega_n) = \frac{K_y C_{np2} C_{np3} C_{np5} C_{np6} \omega_n \left \omega_n^2 - \frac{1}{\omega_0^2 L_{np2} C_{np2}} \right \left \omega_n^2 - \frac{1}{\omega_0^2 L_{np3} C_{np3}} \right \left \omega_n^2 - \frac{1}{\omega_0^2 L_{np5} C_{np5}} \right \left \omega_n^2 - \frac{1}{\omega_0^2 L_{np6} C_{np6}} \right }{\sqrt{\left(\omega_n^{10} - E_{np8} \omega_n^8 + E_{np6} \omega_n^6 - E_{np4} \omega_n^4 + E_{np2} \omega_n^2 - E_{np0} \right)^2 + \left(E_{np9} \omega_n^9 - E_{np7} \omega_n^7 + E_{np5} \omega_n^5 - E_{np3} \omega_n^3 + E_{np1} \omega_n \right)^2}},$ где $\mu_{BPP}^{(10)} = [C_{np1} C_{np2} (C_{np3} + C_{np4}) + (C_{np1} + C_{np2}) C_{np3} C_{np4}] (C_{np5} C_{np6} + C_{np5} C_{np7} + C_{np6} C_{np7}) + (C_{np1} C_{np2} + C_{np1} C_{np3} + C_{np2} C_{np3}) C_{np5} C_{np6} C_{np7};$ $E_{np8} = \frac{1}{\omega_0^2 \mu_{BPP}^{(10)}} \left[\left(\frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np1}} + \frac{C_{np1} + C_{np3}}{L_{np2}} + \frac{C_{np1} + C_{np2}}{L_{np3}} \right) C_{np5} C_{np6} C_{np7} + \left(\frac{C_{np6} + C_{np7}}{L_{np5}} + \frac{C_{np5} + C_{np7}}{L_{np6}} + \frac{C_{np5} + C_{np6}}{L_{np7}} \right) C_{np1} C_{np2} C_{np3} + \left(\frac{C_{np2} C_{np3} + C_{np2} C_{np4} + C_{np3} C_{np4}}{L_{np1}} + \right. \right.$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{C_{np1}C_{np3} + C_{np1}C_{np4} + C_{np3}C_{np4}}{L_{np2}} + \frac{C_{np1}C_{np2} + C_{np1}C_{np4} + C_{np2}C_{np4}}{L_{np3}} \left(C_{np5}C_{np6} + C_{np5}C_{np7} + C_{np6}C_{np7} \right) + \\
 & + \left(\frac{C_{np5}C_{np6} + C_{np5}C_{np7} + C_{np6}C_{np7}}{L_{np4}} + \frac{C_{np4}C_{np6} + C_{np4}C_{np7} + C_{np6}C_{np7}}{L_{np5}} + \frac{C_{np4}C_{np5} + C_{np4}C_{np7} + C_{np5}C_{np7}}{L_{np6}} + \right. \\
 & \quad \left. + \frac{C_{np4}C_{np5} + C_{np4}C_{np6} + C_{np5}C_{np6}}{L_{np7}} \right) \left(C_{np1}C_{np2} + C_{np1}C_{np3} + C_{np2}C_{np3} \right) + \\
 & + \frac{(C_{np2}C_{np3} + C_{np2}C_{np4} + C_{np3}C_{np4})(C_{np5} + C_{np6}) + (C_{np2} + C_{np3})C_{np5}C_{np6}}{\omega_0^2 r R \mu_{BPnp}^{(10)}}; \\
 \\
 E_{np6} = & \frac{1}{\omega_0^4 \mu_{BPnp}^{(10)}} \left[\left(\frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np1}} + \frac{C_{np1} + C_{np3}}{L_{np2}} + \frac{C_{np1} + C_{np2}}{L_{np3}} \right) \left(\frac{C_{np6}C_{np7}}{L_{np5}} + \frac{C_{np5}C_{np7}}{L_{np6}} + \frac{C_{np5}C_{np6}}{L_{np7}} \right) + \right. \\
 & + \left(\frac{C_{np2}C_{np3} + C_{np2}C_{np4} + C_{np3}C_{np4}}{L_{np1}} + \frac{C_{np1}C_{np3} + C_{np1}C_{np4} + C_{np3}C_{np4}}{L_{np2}} + \frac{C_{np1}C_{np2} + C_{np1}C_{np4} + C_{np2}C_{np4}}{L_{np3}} + \right. \\
 & \quad \left. + \frac{C_{np1}C_{np2} + C_{np1}C_{np3} + C_{np2}C_{np3}}{L_{np4}} \right) \left(\frac{C_{np6} + C_{np7}}{L_{np5}} + \frac{C_{np5} + C_{np7}}{L_{np6}} + \frac{C_{np5} + C_{np6}}{L_{np7}} \right) + \\
 & + \left(\frac{C_{np3} + C_{np4}}{L_{np1}L_{np2}} + \frac{C_{np2} + C_{np4}}{L_{np1}L_{np3}} + \frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np1}L_{np4}} + \frac{C_{np1} + C_{np4}}{L_{np2}L_{np3}} + \frac{C_{np1} + C_{np3}}{L_{np2}L_{np4}} + \frac{C_{np1} + C_{np2}}{L_{np3}L_{np4}} \right) \left(C_{np5}C_{np6} + C_{np5}C_{np7} + C_{np6}C_{np7} \right) + \\
 & + \left(\frac{C_{np4} + C_{np7}}{L_{np5}L_{np6}} + \frac{C_{np4} + C_{np6}}{L_{np5}L_{np7}} + \frac{C_{np4} + C_{np5}}{L_{np6}L_{np7}} \right) \left(C_{np1}C_{np2} + C_{np1}C_{np3} + C_{np2}C_{np3} \right) + \\
 & \quad + \frac{L_{np1} + L_{np2} + L_{np3}}{L_{np1}L_{np2}L_{np3}} C_{np5}C_{np6}C_{np7} + \frac{L_{np5} + L_{np6} + L_{np7}}{L_{np5}L_{np6}L_{np7}} C_{np1}C_{np2}C_{np3} \left. \right] + \\
 & + \frac{1}{\omega_0^4 r R \mu_{BPnp}^{(10)}} \left[\left(\frac{C_{np3} + C_{np4}}{L_{np2}} + \frac{C_{np2} + C_{np4}}{L_{np3}} \right) (C_{np5} + C_{np6}) + \left(\frac{C_{np5} + C_{np6}}{L_{np4}} + \frac{C_{np4} + C_{np6}}{L_{np5}} + \frac{C_{np4} + C_{np5}}{L_{np6}} \right) (C_{np2} + C_{np3}) + \right. \\
 & \quad \left. + \frac{L_{np2} + L_{np3}}{L_{np2}L_{np3}} C_{np5}C_{np6} + \frac{L_{np5} + L_{np6}}{L_{np5}L_{np6}} C_{np2}C_{np3} \right]; \\
 \\
 E_{np4} = & \frac{1}{\omega_0^6 \mu_{BPnp}^{(10)}} \left[\left(\frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np1}} + \frac{C_{np1} + C_{np3}}{L_{np2}} + \frac{C_{np1} + C_{np2}}{L_{np3}} \right) \left(\frac{C_{np6} + C_{np7}}{L_{np4}L_{np5}} + \frac{C_{np5} + C_{np7}}{L_{np4}L_{np6}} + \frac{C_{np5} + C_{np6}}{L_{np4}L_{np7}} + \frac{C_{np4} + C_{np7}}{L_{np5}L_{np6}} + \right. \right. \\
 & + \frac{C_{np4} + C_{np6}}{L_{np5}L_{np7}} + \frac{C_{np4} + C_{np5}}{L_{np6}L_{np7}} \left. \right) + \left(\frac{C_{np2}C_{np3}}{L_{np1}} + \frac{C_{np1}C_{np3}}{L_{np2}} + \frac{C_{np1}C_{np2}}{L_{np3}} \right) \frac{L_{np5} + L_{np6} + L_{np7}}{L_{np5}L_{np6}L_{np7}} + \left(\frac{C_{np3} + C_{np4}}{L_{np1}L_{np2}} + \frac{C_{np2} + C_{np4}}{L_{np1}L_{np3}} + \right. \\
 & + \frac{C_{np1} + C_{np4}}{L_{np2}L_{np3}} \left. \right) \left(\frac{C_{np6} + C_{np7}}{L_{np5}} + \frac{C_{np5} + C_{np7}}{L_{np6}} + \frac{C_{np5} + C_{np6}}{L_{np7}} \right) + \frac{L_{np1} + L_{np2} + L_{np3}}{L_{np1}L_{np2}L_{np3}} \left(\frac{C_{np6}C_{np7}}{L_{np5}} + \frac{C_{np5}C_{np7}}{L_{np6}} + \frac{C_{np5}C_{np6}}{L_{np7}} \right) + \\
 & + \frac{L_{np1} + L_{np2} + L_{np3} + L_{np4}}{L_{np1}L_{np2}L_{np3}L_{np4}} (C_{np5}C_{np6} + C_{np5}C_{np7} + C_{np6}C_{np7}) + \frac{L_{np4} + L_{np5} + L_{np6} + L_{np7}}{L_{np4}L_{np5}L_{np6}L_{np7}} (C_{np1}C_{np2} + C_{np1}C_{np3} + C_{np2}C_{np3}) \left. \right] + \\
 & + \frac{1}{\omega_0^6 r R \mu_{BPnp}^{(10)}} \left[\frac{L_{np2} + L_{np3}}{L_{np2}L_{np3}} \left(\frac{C_{np5}}{L_{np6}} + \frac{C_{np6}}{L_{np5}} \right) + \frac{L_{np5} + L_{np6}}{L_{np5}L_{np6}} \left(\frac{C_{np3} + C_{np4}}{L_{np2}} + \frac{C_{np2} + C_{np4}}{L_{np3}} \right) + \right. \\
 & \quad \left. + \frac{L_{np2} + L_{np3} + L_{np4}}{L_{np2}L_{np3}L_{np4}} (C_{np5} + C_{np6}) + \frac{L_{np4} + L_{np5} + L_{np6}}{L_{np4}L_{np5}L_{np6}} (C_{np2} + C_{np3}) \right]; \\
 \\
 E_{np2} = & \frac{1}{\omega_0^8 \mu_{BPnp}^{(10)}} \left[\left(\frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np1}} + \frac{C_{np1} + C_{np3}}{L_{np2}} + \frac{C_{np1} + C_{np2}}{L_{np3}} \right) \frac{L_{np4} + L_{np5} + L_{np6} + L_{np7}}{L_{np4}L_{np5}L_{np6}L_{np7}} + \right. \\
 & + \frac{L_{np1} + L_{np2} + L_{np3} + L_{np4}}{L_{np1}L_{np2}L_{np3}L_{np4}} \left(\frac{C_{np6} + C_{np7}}{L_{np5}} + \frac{C_{np5} + C_{np7}}{L_{np6}} + \frac{C_{np5} + C_{np6}}{L_{np7}} \right) + \\
 & + \left(\frac{C_{np3} + C_{np4}}{L_{np1}L_{np2}} + \frac{C_{np2} + C_{np4}}{L_{np1}L_{np3}} + \frac{C_{np1} + C_{np4}}{L_{np2}L_{np3}} \right) \frac{L_{np5} + L_{np6} + L_{np7}}{L_{np5}L_{np6}L_{np7}} + \frac{L_{np1} + L_{np2} + L_{np3}}{L_{np1}L_{np2}L_{np3}} \left(\frac{C_{np7}}{L_{np5}L_{np6}} + \frac{C_{np6}}{L_{np5}L_{np7}} + \frac{C_{np5}}{L_{np6}L_{np7}} \right) \left. \right] + \\
 & + \frac{(L_{np2} + L_{np3})(L_{np4} + L_{np5} + L_{np6}) + L_{np4}(L_{np5} + L_{np6})}{\omega_0^8 r R L_{np2}L_{np3}L_{np4}L_{np5}L_{np6} \mu_{BPnp}^{(10)}};
 \end{aligned}$$

Окончание табл. 4
Ending of the tab. 4

$$\begin{aligned}
 E_{np0} &= \frac{(L_{np1} + L_{np2} + L_{np3})(L_{np4} + L_{np5} + L_{np6} + L_{np7}) + L_{np4}(L_{np5} + L_{np6} + L_{np7})}{\omega_0^{10} L_{np1} L_{np2} L_{np3} L_{np4} L_{np5} L_{np6} L_{np7} \mu_{BPnp}^{(10)}}; \\
 E_{np9} &= \left[(C_{np1} C_{np2} + C_{np1} C_{np3} + C_{np2} C_{np3})(C_{np4} C_{np5} + C_{np4} C_{np6} + C_{np5} C_{np6}) + C_{np1} C_{np2} C_{np3} (C_{np5} + C_{np6}) \right] / \left[\omega_0 R \mu_{BPnp}^{(10)} \right] + \\
 &+ \left[(C_{np2} C_{np3} + C_{np2} C_{np4} + C_{np3} C_{np4})(C_{np5} C_{np6} + C_{np5} C_{np7} + C_{np6} C_{np7}) + (C_{np2} + C_{np3}) C_{np5} C_{np6} C_{np7} \right] / \left[\omega_0 r \mu_{BPnp}^{(10)} \right]; \\
 E_{np7} &= \frac{1}{\omega_0^3 R \mu_{BPnp}^{(10)}} \left[\left(\frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np1}} + \frac{C_{np1} + C_{np3}}{L_{np2}} + \frac{C_{np1} + C_{np2}}{L_{np3}} \right) (C_{np4} C_{np5} + C_{np4} C_{np6} + C_{np5} C_{np6}) + \right. \\
 &+ \left(\frac{C_{np2} C_{np3}}{L_{np1}} + \frac{C_{np1} C_{np3}}{L_{np2}} + \frac{C_{np1} C_{np2}}{L_{np3}} \right) (C_{np5} + C_{np6}) + \left(\frac{C_{np5} + C_{np6}}{L_{np4}} + \frac{C_{np4} + C_{np6}}{L_{np5}} + \frac{C_{np4} + C_{np5}}{L_{np6}} \right) \times \\
 &\times (C_{np1} C_{np2} + C_{np1} C_{np3} + C_{np2} C_{np3}) + \frac{L_{np5} + L_{np6}}{L_{np5} L_{np6}} C_{np1} C_{np2} C_{np3} \Big] + \\
 &+ \frac{1}{\omega_0^3 r \mu_{BPnp}^{(10)}} \left[\left(\frac{C_{np3} + C_{np4}}{L_{np2}} + \frac{C_{np2} + C_{np4}}{L_{np3}} + \frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np4}} \right) (C_{np5} C_{np6} + C_{np5} C_{np7} + C_{np6} C_{np7}) + \right. \\
 &+ \left(\frac{C_{np4} C_{np6} + C_{np4} C_{np7} + C_{np6} C_{np7}}{L_{np5}} + \frac{C_{np4} C_{np5} + C_{np4} C_{np7} + C_{np5} C_{np7}}{L_{np6}} + \frac{C_{np4} C_{np5} + C_{np4} C_{np6} + C_{np5} C_{np6}}{L_{np7}} \right) (C_{np2} + C_{np3}) + \\
 &+ \left(\frac{C_{np6} + C_{np7}}{L_{np5}} + \frac{C_{np5} + C_{np7}}{L_{np6}} + \frac{C_{np5} + C_{np6}}{L_{np7}} \right) C_{np2} C_{np3} + \frac{L_{np2} + L_{np3}}{L_{np2} L_{np3}} C_{np5} C_{np6} C_{np7} \Big]; \\
 E_{np5} &= \frac{1}{\omega_0^5 R \mu_{BPnp}^{(10)}} \left[\left(\frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np1}} + \frac{C_{np1} + C_{np3}}{L_{np2}} + \frac{C_{np1} + C_{np2}}{L_{np3}} \right) \left(\frac{C_{np5} + C_{np6}}{L_{np4}} + \frac{C_{np4} + C_{np6}}{L_{np5}} + \frac{C_{np4} + C_{np5}}{L_{np6}} \right) + \right. \\
 &+ \left(\frac{C_{np2} C_{np3}}{L_{np1}} + \frac{C_{np1} C_{np3}}{L_{np2}} + \frac{C_{np1} C_{np2}}{L_{np3}} \right) \frac{L_{np5} + L_{np6}}{L_{np5} L_{np6}} + \left(\frac{C_{np3} + C_{np4}}{L_{np1} L_{np2}} + \frac{C_{np2} + C_{np4}}{L_{np1} L_{np3}} + \frac{C_{np1} + C_{np4}}{L_{np2} L_{np3}} \right) (C_{np5} + C_{np6}) + \\
 &+ \frac{L_{np1} + L_{np2} + L_{np3}}{L_{np1} L_{np2} L_{np3}} C_{np5} C_{np6} + \frac{L_{np4} + L_{np5} + L_{np6}}{L_{np4} L_{np5} L_{np6}} (C_{np1} C_{np2} + C_{np1} C_{np3} + C_{np2} C_{np3}) \Big] + \\
 &+ \frac{1}{\omega_0^5 r \mu_{BPnp}^{(10)}} \left[\left(\frac{C_{np3} + C_{np4}}{L_{np2}} + \frac{C_{np2} + C_{np4}}{L_{np3}} + \frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np4}} \right) \left(\frac{C_{np6} + C_{np7}}{L_{np5}} + \frac{C_{np5} + C_{np7}}{L_{np6}} + \frac{C_{np5} + C_{np6}}{L_{np7}} \right) + \right. \\
 &+ \frac{L_{np2} + L_{np3}}{L_{np2} L_{np3}} \left(\frac{C_{np6} C_{np7}}{L_{np5}} + \frac{C_{np5} C_{np7}}{L_{np6}} + \frac{C_{np5} C_{np6}}{L_{np7}} \right) + \frac{L_{np2} + L_{np3} + L_{np4}}{L_{np2} L_{np3} L_{np4}} (C_{np5} C_{np6} + C_{np5} C_{np7} + C_{np6} C_{np7}) + \\
 &+ \frac{L_{np5} + L_{np6} + L_{np7}}{L_{np5} L_{np6} L_{np7}} C_{np2} C_{np3} + \left(\frac{C_{np4} + C_{np7}}{L_{np5} L_{np6}} + \frac{C_{np4} + C_{np6}}{L_{np5} L_{np7}} + \frac{C_{np4} + C_{np5}}{L_{np6} L_{np7}} \right) (C_{np2} + C_{np3}) \Big]; \\
 E_{np3} &= \frac{1}{\omega_0^7 R \mu_{BPnp}^{(10)}} \left[\left(\frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np1}} + \frac{C_{np1} + C_{np3}}{L_{np2}} + \frac{C_{np1} + C_{np2}}{L_{np3}} \right) \frac{L_{np4} + L_{np5} + L_{np6}}{L_{np4} L_{np5} L_{np6}} + \frac{C_{np5} + C_{np6}}{L_{np1} L_{np2} L_{np3}} + \right. \\
 &+ \frac{L_{np1} + L_{np2} + L_{np3}}{L_{np1} L_{np2} L_{np3}} \left(\frac{C_{np5} + C_{np6}}{L_{np4}} + \frac{C_{np4} + C_{np6}}{L_{np5}} + \frac{C_{np4} + C_{np5}}{L_{np6}} \right) + \left(\frac{C_{np3}}{L_{np1} L_{np2}} + \frac{C_{np2}}{L_{np1} L_{np3}} + \frac{C_{np1}}{L_{np2} L_{np3}} \right) \frac{L_{np5} + L_{np6}}{L_{np5} L_{np6}} \Big] + \\
 &+ \frac{1}{\omega_0^7 r \mu_{BPnp}^{(10)}} \left[\left(\frac{C_{np3} + C_{np4}}{L_{np2}} + \frac{C_{np2} + C_{np4}}{L_{np3}} + \frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np4}} \right) \frac{L_{np5} + L_{np6} + L_{np7}}{L_{np5} L_{np6} L_{np7}} + \frac{L_{np2} + L_{np3} + L_{np4}}{L_{np2} L_{np3} L_{np4}} \times \right. \\
 &\times \left(\frac{C_{np6} + C_{np7}}{L_{np5}} + \frac{C_{np5} + C_{np7}}{L_{np6}} + \frac{C_{np5} + C_{np6}}{L_{np7}} \right) + \frac{C_{np2} + C_{np3}}{L_{np5} L_{np6} L_{np7}} + \frac{L_{np2} + L_{np3}}{L_{np2} L_{np3}} \left(\frac{C_{np7}}{L_{np5} L_{np6}} + \frac{C_{np6}}{L_{np5} L_{np7}} + \frac{C_{np5}}{L_{np6} L_{np7}} \right) \Big]; \\
 E_{np1} &= \frac{(L_{np1} + L_{np2} + L_{np3})(L_{np4} + L_{np5} + L_{np6}) + L_{np4}(L_{np5} + L_{np6})}{\omega_0^9 R L_{np1} L_{np2} L_{np3} L_{np4} L_{np5} L_{np6} \mu_{BPnp}^{(10)}} + \\
 &+ \frac{(L_{np2} + L_{np3}) L_{np4} + (L_{np2} + L_{np3} + L_{np4})(L_{np5} + L_{np6} + L_{np7})}{\omega_0^9 r L_{np2} L_{np3} L_{np4} L_{np5} L_{np6} L_{np7} \mu_{BPnp}^{(10)}}
 \end{aligned}$$

Приняв $r = R = 200$ Ом, получим $K_y = 2.011513$ и значения емкостей (см. табл. 5, емкости, результаты расчета). Для проверки решения рассчитаем

$$K_y = \frac{K_{кэ} a_{1кэ} a_{2кэ}}{b_{0кэ}} \frac{r + R}{R} = 2.011513.$$

Значения индуктивностей (табл. 5) получим из известных формул Томсона с учетом соотношений

$$(L_{пр2} C_{пр3})^{-0.5} = (L_{пр3} C_{пр2})^{-0.5} = (L_{пр5} C_{пр6})^{-0.5} = (L_{пр6} C_{пр5})^{-0.5} = \omega_0.$$

Перейдем к стандартным значениям емкостей и скорректируем значения индуктивностей. Результаты представлены в табл. 5.

АЧХ КППФ со стандартными значениями емкостей и скорректированными значениями индуктивностей представлена на рис. 9. Для

Табл. 5. Параметры элементов КППФ, полученные в примере 2

Tab. 5. Parameters of quasi-elliptic bandpass filter elements obtained in the example 2

Емкость, нФ			Индуктивность, мкГн		
Обозначение	Результаты расчета	Стандартное значение	Обозначение	Результаты расчета	Скорректированное значение
$C_{пр1}$	421.5	430	$L_{пр1}$	239.6	234.9
$C_{пр2}$	533.8	510	$L_{пр2}$	162.5	172.4
$C_{пр3}$	611.3	620	$L_{пр3}$	189.2	186.0
$C_{пр4}$	869.4	910	$L_{пр4}$	116.2	111.0
$C_{пр5}$	174.1	180	$L_{пр5}$	474.6	459.1
$C_{пр6}$	212.8	220	$L_{пр6}$	580.2	561.2
$C_{пр7}$	553.1	560	$L_{пр7}$	182.6	180.4

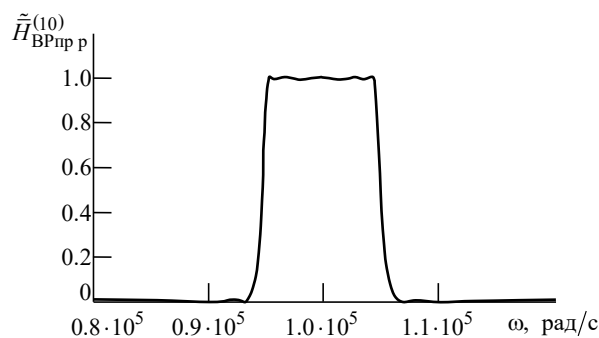


Рис. 9. АЧХ КППФ 10-го порядка со стандартными значениями емкостей

Fig. 9. Amplitude-frequency response of a 10th order quasi-elliptical band-pass filter with standard capacitance values

перехода от нормированных частот ω_n к ненормированным ω необходимо числитель и знаменатель функции $\tilde{H}_{ВРпр}^{(10)}(\omega_n)$ умножить на ω_0^{10} .

В приведенном примере пятый параллельный контур с элементами $L_{пр5}$, $C_{пр5}$ настроен на частоту $\omega_{фкс2} = 1/\sqrt{L_{пр5} C_{пр5}} = 1.1 \cdot 10^5$ рад/с, шестой контур с элементами $L_{пр6}$, $C_{пр6}$ – на частоту $\omega_{фкс1} = 1/\sqrt{L_{пр6} C_{пр6}} = 0.9 \cdot 10^5$ рад/с.

В соответствии с замечанием, сделанным ранее, элементы и резонансные частоты контуров могут быть изменены на противоположные. Это не противоречит условию [15], что в обоих случаях частотная зависимость сопротивления двухполюсника между узлами 3, 5 (схема на рис. 7)

$$Z_{35}(\omega) = \frac{(L_{пр5} + L_{пр6})\omega - L_{пр5}L_{пр6}(C_{пр5} + C_{пр6})\omega^3}{D_{35}},$$

где

$$D_{35} = L_{пр5}C_{пр5}L_{пр6}C_{пр6}\omega^4 - (L_{пр5}C_{пр5} + L_{пр6}C_{пр6})\omega^2 + 1,$$

имеет вид, представленный на рис. 10, где по оси ординат отложены значения сопротивления двухполюсника при первом ($Z_{35ст1}$) и втором ($Z_{35ст2}$) вариантах настройки контуров со стандартными значениями емкостей $C_{пр5}$, $C_{пр6}$ и скорректированными значениями ин-

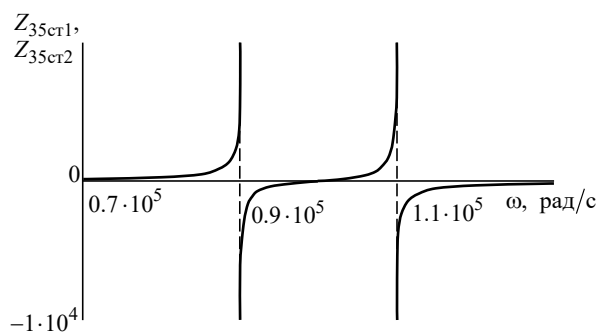


Рис. 10. Частотная зависимость сопротивления двухполюсника Z_{35} (схема на рис. 7) при двух вариантах настройки контуров

Fig. 10. Frequency dependence of the resistance of a two-terminal network Z_{35} (diagram Fig. 7) with two options for setting the circuits

дуктивностей $L_{\text{пр}5}$, $L_{\text{пр}6}$ (табл. 5).

Заключение. Как следует из формулы для определения частот бесконечного затухания ППФ, при выбранных значениях частоты среза ФНЧ-прототипа и добротности полосового фильтра произвольно можно выбрать только одну частоту бесконечного затухания. Представленная методика позволяет за счет применения метода, основанного на решении систем нелинейных уравнений, непосредственно рассчитать параметры ППФ с требуемыми частотами бесконечного затухания. При переходе к П-образной схеме ППФ емкости $C_{\text{НЧ}i}$, $i = 1, 4, 7, \dots$ в поперечных ветвях ФНЧ преобразуются в параллельные контуры с параметрами $L_{\text{пр}i}$, $C_{\text{пр}i}$, а каждый параллельный контур $L_{\text{НЧ}k}$, $C_{\text{НЧ}(k+1)}$, $k = 2, 5, 8, \dots$ продольной ветви – в два последовательно включенных параллельных контура с параметрами $L_{\text{пр}k}$, $C_{\text{пр}k}$ и $L_{\text{пр}(k+1)}$, $C_{\text{пр}(k+1)}$, настроенных на подавляемые частоты. С помощью подстановок:

$$C_{\text{НЧ}i} \rightarrow C_{\text{пр}i}/Q;$$

$$L_{\text{НЧ}k} \rightarrow \frac{C_{\text{пр}k} + C_{\text{пр}(k+1)}}{\omega_0^2 Q [C_{\text{пр}k} - C_{\text{пр}(k+1)}]^2};$$

$$C_{\text{НЧ}(k+1)} \rightarrow \frac{C_{\text{пр}k} C_{\text{пр}(k+1)}}{Q [C_{\text{пр}k} + C_{\text{пр}(k+1)}]}$$

ПФ ФНЧ преобразуется к виду, позволяющему непосредственно рассчитать параметры ППФ без предварительного расчета и последующего преобразования параметров ФНЧ. При переходе к ППФ от Т-образной схемы ФНЧ индуктивности $L_{\text{НЧ}l}$, $l = 1, 4, 7, \dots$ в продольных ветвях заменяются последовательными контурами с элементами $L_{\text{псл}}$, $C_{\text{псл}}$, а последовательные контуры $L_{\text{НЧ}m}$, $C_{\text{НЧ}(m+1)}$, $m = 2, 5, 8, \dots$ в поперечных ветвях заменяются двумя параллельно включенными последовательными контурами с элементами $L_{\text{псм}}$, $C_{\text{псм}}$ и $L_{\text{пс}(m+1)}$, $C_{\text{пс}(m+1)}$. Для расчета элементов Т-образного ППФ использованы подстановки:

$$L_{\text{НЧ}l} \rightarrow 1/(\omega_0^2 Q C_{\text{псл}});$$

$$L_{\text{НЧ}m} \rightarrow \frac{1}{\omega_0^2 Q [C_{\text{псм}} + C_{\text{пс}(m+1)}]};$$

$$C_{\text{НЧ}(m+1)} \rightarrow \frac{[C_{\text{псм}} + C_{\text{пс}(m+1)}] C_{\text{псм}} C_{\text{пс}(m+1)}}{Q [C_{\text{псм}} - C_{\text{пс}(m+1)}]^2}.$$

Список литературы

1. Попов П. А. Расчет частотных электрических фильтров. М.–Л.: Энергия, 1966. 216 с.
2. Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г. Справочник по активным фильтрам. М.: Энергоатомиздат, 1983. 128 с.
3. Thede L. Practical analog and digital filter design. Norwood: Artech House, Inc., 2004. 267 p.
4. Hercules G. Dimopoulos Analog electronic filters. Theory, design and synthesis. Dordrecht: Springer, 2012. 498 p.
5. Paarmann L. D. Design and analysis of analog filters: A signal processing perspective. Dordrecht: Springer, 2014. 456 p.
6. Червинский Е. Н. Реализация электрических фильтров лестничной структуры // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. № 3. С. 24–37.
7. Zverev A. I. Handbook of filter synthesis. New York: John Wiley and Sons, Inc., 1967. 576 p.
8. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров / пер. с нем.; под ред. Н. Н. Слепова. М.: Радио и связь, 1983. 752 с.
9. Справочник по расчету и проектированию ARC-схем / С. А. Букашкин, В. П. Власов,

- Б. Ф. Змий, А. И. Калякин, С. Г. Крутинский, Е. И. Куфлевский, А. А. Ланнэ, В. В. Масленников, А. М. Меньшиков, П. Г. Михалев, В. А. Петраков, А. П. Сироткин, Г. Н. Славский, В. П. Стыцько; под ред. А. А. Ланнэ. М.: Радио и связь, 1984. 368 с.
10. Матханов П. Н. Основы синтеза линейных электрических цепей. М.: Высш. шк., 1978. 208 с.
11. Червинский Е. Н. Расчет передаточных функций фильтров с равноволновыми на отрезке и бесконечном полуинтервале амплитудно-частотными характеристиками // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. № 4. С. 13–28.
12. Херреро Д., Уиллонер Г. Синтез фильтров / пер. с англ. под ред. И. С. Гоноровского. М.: Сов. радио, 1971. 232 с.
13. Van Valkenburg M. E. Analog filter design / CBS College Publishing. Fort Worth, 1982. 608 p.
14. Winder S. Analog and digital filter design. 2-nd ed. New York: Elsevier Science, 2002. 450 p.
15. Босый Н. Д. Электрические фильтры. Киев: Гос. изд-во техн. лит., 1957. 516 с.

Информация об авторе

Червинский Евгений Наумович – доктор технических наук (2008), старший научный сотрудник (1985) АО "НПП "Пирамида" (Санкт-Петербург). Автор 88 научных работ. Сфера научных интересов – системы точного времени.

Адрес: АО "НПП "Пирамида", ул. Орджоникидзе, д. 42, Санкт-Петербург, 196143, Россия

E-mail: enchervinsky@simeta.ru

References

1. Popov P. A. *Raschet chastotnykh elektricheskikh fil'trov* [Calculation of Frequency Electric Filters]. Moscow, *Energia*, 1966, 216 p. (In Russ.)
2. Jonson D., Jonson J., Moore H. A Handbook of Active Filters. New Jersey, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1980, 128 p.
3. Thede L. Practical Analog and Digital Filter Design. Artech House, Inc., 2004, 267 p.
4. Hercules G. Dimopoulos Analog Electronic Filters. Theory, Design and Synthesis. Springer, 2012, 498 p.
5. Paarmann L. D. Design and Analysis of Analog Filters: A Signal Processing Perspective. Dordrecht, Springer, 2014, 456 p.
6. Chervinskiy E. N. Realization of Electrical Ladder-Structure Filters. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2013, no. 3, pp. 24–37. (In Russ.)
7. Zverev A. I. Handbook of filter synthesis. John Wiley and Sons, Inc., N. Y., London, Sydney, 1967, 576 p.
8. Saal R. Handbuch Zum Filterenwuef. AEG - Telefunken, Berlin, 1979, 663 p.
9. Bukashkin S. A., Vlasov V. P., Zmii B. F., Kalyakin A. I., Krutchinskii S. G., Kuflevskii E. I., Lanne A. A., Maslennikov V. V., Men'shikov A. M., Mikhalev P. G., Petrakov V. A., Sirotkin A. P., Slavskii G. N., Styts'ko V. P. *Spravochnik po raschetu i proektirovaniyu ARC-skhem* [Handbook of Calculation and Design of ARC-Circuits]. Ed. by A. A. Lanne. Moscow, Radio & communication, 1984, 368 p. (In Russ.)
10. Matkhanov P. N. *Osnovy sinteza lineinykh elektricheskikh tsepei* [Basic of Linear Electrical Circuits Synthesis]. Moscow, *Vysshaya shkola*, 1978, 208 p. (In Russ.)
11. Chervinskiy E. N. Computation of Transfer Functions of Filters with Equiwave at the Section and Infinite Half-Interval Amplitude-Frequency Characteristics. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2014, no. 4, pp. 13–28. (In Russ.)
12. Herrero J., Willoner G. Synthesis of Filters. Frenyice-Hall, inc., Englewood Cliff N. J., 1966, 232 p.
13. Valkenburg M. E. Analog Filter Design. CBS College Publishing, 1982, 608 p.
14. Winder S. Analog and Digital Filter Design. 2-nd ed. New York, Elsevier Science, 2002, 450 p.
15. Bosyi N. D. *Elektricheskie fil'try* [Electrical filters]. Kiev, State publishing house of technical literature, 1957, 516 p. (In Russ.)

Information about the author

Evgeniy N. Chervinskiy, Dr Sci. (Eng.) (2008), Senior Scientist (1985) in JSC "NPP "Piramida" (Saint Petersburg). The author of 88 scientific publications. Area of expertise: precision time systems.

Address: JSC "NPP "Piramida", 42, Ordzhonikidze St., St Petersburg 196143, Russia

E-mail: enchervinsky@simeta.ru

Математическая модель антенно-волноводного тракта с разделением сигналов по частоте–поляризации

Д. Д. Габриэльян¹, А. Е. Коровкин¹, С. И. Бойчук¹,
С. В. Дворников², М. Р. Бибарсов², Г. Ш. Бибарсова²

¹ ФГУП "РНИИРС", Ростов-на-Дону, Россия

² Военная академия связи, Санкт-Петербург, Россия

✉ bibarsovmr@rambler.ru

Аннотация

Введение. В настоящее время одной из проблем разработки антенных-фидерных устройств для систем спутниковой связи (ССС) является создание антенно-волноводных трактов многодиапазонных зеркальных антенн (АВТ МЗА), предполагающее построение адекватной математической модели АВТ МЗА без реализации и с реализацией функции автосопровождения, построенного на основе способа "разделение по частоте – разделение по поляризации". Однако существующие математические модели разработаны только для конкретных типов АВТ МЗА, что делает невозможным их использование при разработке новых АВТ МЗА. Предлагаемая модель может применяться при произвольном числе совмещаемых диапазонов частот и видах поляризации.

Цель работы. Разработка математической модели АВТ МЗА СССР без реализации и с реализацией функции автосопровождения, построенной на основе способа "разделение по частоте – разделение по поляризации".

Материалы и методы. Рассматриваемая математическая модель предполагает описание АВТ МЗА с использованием блочных матриц. Каждая из этих матриц описывает комплексные амплитуды сигналов, возникающих в каждом из устройств АВТ МЗА. Это, в свою очередь, позволяет проанализировать влияние параметров каждого из устройств на характеристики АВТ МЗА СССР в целом при произвольном числе совмещаемых диапазонов частот и видах поляризации.

Результаты. Предложены два варианта построения АВТ МЗА СССР. Первый вариант может быть использован в СССР с программным сопровождением, второй вариант – с реализацией моноимпульсного метода сопровождения. Для построения модели АВТ МЗА предложено использовать матричное описание его характеристик, что позволяет в широких пределах варьировать структуру рассматриваемого АВТ МЗА.

Заключение. Разработанная математическая модель позволяет описать характеристики каждого из устройств в составе АВТ МЗА с использованием некоторого многополюсника. Использование предложенной модели открывает широкие возможности на каждом этапе разработки, производства и отладки контролировать как характеристики каждого из устройств в составе АВТ МЗА, так и коэффициент передачи и поляризационную развязку в каждом частотном диапазоне всего АВТ МЗА в целом. Представленные зависимости дают возможность оценить взаимосвязь между допусками на параметры устройств и пределами изменения характеристик АВТ МЗА.

Ключевые слова: антенно-волноводный тракт, многодиапазонная зеркальная антенна, ответвитель моды H_{21} , поляризация, частотно-поляризационное разделение

Для цитирования: Математическая модель антенно-волноводного тракта с разделением сигналов по частоте–поляризации / Д. Д. Габриэльян, А. Е. Коровкин, С. И. Бойчук, С. В. Дворников, М. Р. Бибарсов, Г. Ш. Бибарсова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 4. С. 41–51. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-4-41-51

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 05.07.2022; принята к публикации после рецензирования 09.08.2022;
опубликована онлайн 28.09.2022



Mathematical Model of an Antenna-Waveguide Path with Separation of Signals by Frequency–Polarization

Dmitry D. Gabriel'ean¹, Alexander E. Korovkin¹, Sergey I. Boychuk¹,
Sergey V. Dvornikov², Marat R. Bibarsov^{2✉}, Gulnara Sh. Bibarsova²

¹ FSUE "Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications", Rostov-on-Don, Russia

² Military Telecommunications Academy, St Petersburg, Russia

✉ bibarsovmr@rambler.ru

Abstract

Introduction. The creation of antenna-waveguide paths of multi-band mirror antennas (AWP MMA) is a significant task in the development of antenna-feeder devices for satellite communication systems (SSS). This task involves the construction of an adequate mathematical model of AWP MMA both without and with the implementation of an auto-tracking function built using the "frequency separation – polarization separation" method. However, the existing mathematical models have been developed only for specific AWP MMA types, thus making them unsuitable for the development of new AWP MMA. The model proposed in this paper can be used for an arbitrary number of combined frequency ranges and types of polarization.

Aim. Development of a mathematical model of the AWP MMA of SSS both without and with the implementation of an auto-tracking function built using the "frequency separation – polarization separation" method.

Materials and methods. The mathematical model under consideration assumes a description of the AWP MMA using block matrices. Each of these matrices describes the complex amplitudes of signals arising in each of the AWP MMA devices. This, in turn, makes it possible to analyze the influence of the parameters of each device on the characteristics of the AWP MMA of SSS as a whole with an arbitrary number of combined frequency ranges and types of polarization.

Results. Two options for the construction of AWP MMA of SSS are proposed. The first option can be used in communication system antennas with software support, while the second option is applicable when a monopulse tracking method is implemented. To construct an AWP MMA model, it is proposed to use a matrix description of the characteristics of AWP MMA devices. This allows the structure of the considered AWP MMA to be varied within a wide range.

Conclusion. The developed mathematical model makes it possible to describe the characteristics of each of the devices in the AWP MMA system using a certain multipole. The proposed model provides ample opportunities for controlling, at the stages of development, production and debugging, not only the characteristics of each device in the AWP MMA, but also the transmission coefficient and polarization isolation in each frequency range of the entire AWP MMA. The presented dependencies can be used to assess the relationship between parameter tolerances and the limits of changes in the characteristics of the motor vehicle.

Keywords: antenna-waveguide path, multi-band mirror antennas, mode coupler H_{21} , polarization, frequency-polarization separation

For citation: Gabriel'ean D. D., Korovkin A. E., Boychuk S. I., Dvornikov S. V., Bibarsov M. R., Bibarsova G. Sh. Mathematical Model of an Antenna-Waveguide Path with Separation of Signals by Frequency-Polarization. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 41–51. doi: 10.32603/1993-8985-2021-25-4-41-51

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

Submitted 05.07.2022; accepted 09.08.2022; published online 28.09.2022

Введение. Антенно-волноводные тракты (АВТ) находят широкое применение в качестве первичного устройства приема и передачи сигналов в различных радиотехнических системах и рассмотрены достаточно подробно [1–11]. Однако разработка и использование антенно-волноводных трактов многодиапазонных зеркальных антенн (АВТ МЗА) в системах спут-

никовой связи (ССС) имеет определенные особенности. Основными задачами, реализуемыми с использованием АВТ МЗА, являются частотно-поляризационное разделение принимаемых сигналов и выделение сигналов для автосопровождения источников радиоизлучения (спутников-ретрансляторов) в СССР. Параметры АВТ МЗА (коэффициент стоячей волны по напряжению на входе и выходе; потери; поляризационные развязки в рабочих диапазонах частот) определяют шумовую добротность антенны и, соответственно, вероятностно-временные характеристики систем связи и передачи данных. Расчет АВТ МЗА является сложной вычислительной задачей даже с использованием большинства современных вычислительных средств. Кроме того, разработку и анализ характеристик АВТ МЗА проще проводить на основе известных характеристик отдельных устройств, входящих в состав АВТ МЗА. Последнее может быть реализовано только с использованием математической модели, описывающей АВТ МЗА как соединение многополюсников, характеристики которых могут быть определены теоретически или экспериментально.

Антенно-волноводные тракты МЗА СССР являются многоканальными системами. Исследование характеристик АВТ в каждом из совмещаемых диапазонов МЗА возможно на осно-

ве матричного описания, являющегося наиболее удобным при рассмотрении многоканальной системы [12]. Однако разработанные в настоящее время существующие математические модели АВТ МЗА определяют характеристики только конкретных типов АВТ МЗА, что делает невозможным их использование при разработке новых АВТ МЗА.

Целью настоящей статьи является разработка математической модели АВТ МЗА СССР без реализации и с реализацией функции автосопровождения, построенной на основе способа "разделение по частоте–разделение по поляризации".

Математическая модель АВТ МЗА без реализации функции автосопровождения. Рассмотрим на первом этапе АВТ J -диапазонной МЗА приема сигналов СССР без режима автосопровождения, обеспечивающую прием и обработку сигналов на основе способа частотно-поляризационного разделения сигналов. Структурная схема такого АВТ МЗА приведена на рис. 1 [13].

В каждом из частотных диплексов входная совокупность сигналов делится на две составляющие:

- сигнал, проходящий на устройство поляризационного преобразования и селекции ("основной канал") и далее на соответствующий данному частотному диапазону выход АВТ;
- сигналы более высоких диапазонов ча-

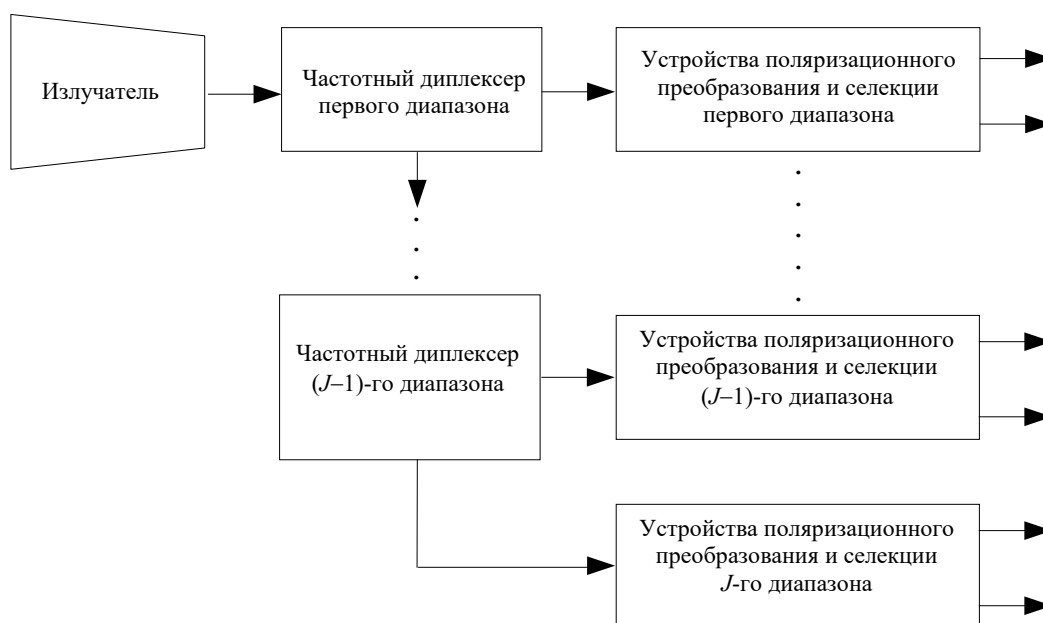


Рис. 1. Структурная схема АВТ МЗА на основе способа "разделение по частоте – по поляризации"

Fig. 1. Structural diagram of AWP MMA based on the method "frequency separation – polarization separation"

стот, проходящие на диплексеры более высоких частотных диапазонов ("проходной канал").

Для рассматриваемой структуры АВТ сигнал на первом выходе (основном канале) диплексера первого (низкочастотного) диапазона может быть представлен в виде

$$V_1^{(\text{осн})} = B_1 \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A \cdot U, \quad (1)$$

где $V_1^{(\text{осн})T} = (V_1^{(1)} \ V_1^{(2)} \ \dots \ V_1^{(J)})$; T – знак операции транспонирования; матрица B_1 описывает преобразование сигналов в устройстве поляризационного преобразования и селекции первого частотного диапазона; индексы $\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$ перед матрицей A соответствуют первому частотному диапазону (верхний индекс) и основному каналу первого диплексера (нижний индекс); $U^T = (U^{(1)} \ U^{(2)} \ \dots \ U^{(J)})$.

В (1) элементы $U^{(1)}, U^{(2)}, \dots, U^{(J)}$ имеют блочную структуру размерности $(Q+1) \times 1$

$$(U^{(j)})^T = \begin{pmatrix} U_0^{(j)} & U_1^{(j)} & \dots & U_Q^{(j)} \end{pmatrix}, \quad (2)$$

в которой блок $U_q^{(j)}$, в свою очередь, имеет вид $(U_q^{(j)})^T = (u_{q,1}^{(j)} \ u_{q,2}^{(j)})$ и описывает основную ($q=0$) и высшие ($q=1, \dots, Q$) моды волн, соответствующие данному сигналу; элемент $u_{q,k}^{(j)}$ определяет комплексную амплитуду q -й моды в j -м диапазоне частот, соответствующей k -му элементу поляризационного базиса ($k=1, 2$).

Структура матрицы $\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A$ определяется следующим выражением:

$$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(1,1)} & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(1,2)} & \dots & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(1,J)} \\ \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(2,1)} & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(2,2)} & \dots & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(2,J)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(J,1)} & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(J,2)} & \dots & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(J,J)} \end{pmatrix}, \quad (3)$$

а каждый блок $\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(j,r)}$ ($j=1, \dots, J$; $r=1, \dots, J$) имеет вид

$$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(j,r)} = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A_0^{(j,r)} & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A_1^{(j,r)} & \dots & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A_Q^{(j,r)} \end{pmatrix};$$

$$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A_q^{(j,r)} = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} a_{q,1,1}^{j,r} & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} a_{q,1,2}^{j,r} \\ \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} a_{q,2,1}^{j,r} & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} a_{q,2,2}^{j,r} \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Элемент матрицы $\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} a_{q,p,k}^{j,r}$ определяет вклад p -го элемента поляризационного базиса q -й моды сигнала на входе АВТ в r -м диапазоне частот в сигнал k -й составляющей поляризационного базиса q -й моды сигнала на выходе МЗА в j -м диапазоне частот сигнала ($j, r=1, \dots, J$; $p, k=1, \dots, 2$; $q=1, \dots, Q$). При $j=r$ и $p=k$ коэффициент $\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} a_{q,p,k}^{j,r}$ является коэффициентом передачи АВТ для сигнала j -го частотного диапазона p -го элемента поляризационного базиса, а при $p \neq k$ определяет поляризационную развязку сигналов q -й моды одного диапазона частот. В свою очередь, при $j \neq r$ и $p=k$ коэффициент $\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} a_{q,p,k}^{j,r}$ определяет частотную развязку q -й моды сигналов одной поляризации в АВТ.

С достаточной для практического применения точностью можно считать, что на основной выход частотного диплексера первого диапазона сигналы 2... J -го диапазонов частот не проходят. С учетом этого матрицу $\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A$ можно представить в виде [14]:

$$\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(1,1)} & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(1,2)} & \dots & \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(1,J)} \\ (0) & (0) & \dots & (0) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (0) & (0) & \dots & (0) \end{pmatrix}, \quad (5)$$

где 0 – блоки соответствующей размерности, элементы которых равны нулю.

На второй выход (проходной канал) частотного диплексера первого диапазона проходят сигналы 2... J -го диапазонов частот. Указанные сигналы могут быть представлены с использованием матрицы $\begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A$ соотношением, аналогичным (1):

$$V_1^{(\text{прох})} = \begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A \cdot U. \quad (6)$$

Индексы $\begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix}$ перед матрицей A соответствуют первому, как и в (1), частотному диапазону (верхний индекс) и проходному каналу первого диплексера (нижний индекс).

Матрица $\begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A$ имеет вид

$$\begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A = \begin{pmatrix} (0) & (0) & \dots & (0) \\ \left(\begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A^{(2,1)} \right) & \left(\begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A^{(2,2)} \right) & \dots & \left(\begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A^{(2,J)} \right) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \left(\begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A^{(J,1)} \right) & \left(\begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A^{(J,2)} \right) & \dots & \left(\begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A^{(J,J)} \right) \end{pmatrix}. \quad (7)$$

Элементы $\begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A^{(j,r)}$ по своей структуре и размерности совпадают с элементами $\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(j,r)}$.

С учетом представления сигнала на втором выходе частотного диплексера первого частотного диапазона соотношениями (6) и (7) сигнал на выходе АВТ для второго диапазона частот может быть представлен в виде

$$V_2^{(\text{осн})} = B_2 \cdot \begin{pmatrix} 2 \\ 1 \end{pmatrix} A \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A \cdot U, \quad (8)$$

где B_2 – матрица, описывающая преобразование сигналов в устройстве поляризационного преобразования и селекции второго частотного диапазона; индексы $\begin{pmatrix} 2 \\ 1 \end{pmatrix}$ перед матрицей A соответствуют второму частотному диапазону (верхний индекс) и основному каналу второго диплексера (нижний индекс).

Матрица $\begin{pmatrix} 2 \\ 1 \end{pmatrix} A$ определяется следующим образом:

$$\begin{pmatrix} 2 \\ 1 \end{pmatrix} A = \begin{pmatrix} (0) & (0) & \dots & (0) \\ (0) & \left(\begin{pmatrix} 2 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(2,2)} \right) & \dots & \left(\begin{pmatrix} 2 \\ 1 \end{pmatrix} A^{(2,J)} \right) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (0) & (0) & \dots & (0) \end{pmatrix}. \quad (9)$$

Элементы матрицы имеют аналогичную структуру и физическую трактовку, как и в матрице $\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A$ из (5).

Сигнал $(J-1)$ -го диапазона частот на выходе основного канала МЗА с учетом изложенного материала может быть представлен соотношением

$$V_{J-1}^{(\text{осн})} = B_{J-1} \cdot \begin{pmatrix} J-1 \\ 1 \end{pmatrix} A \cdot \begin{pmatrix} J-2 \\ 2 \end{pmatrix} A \dots \begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A \cdot U, \quad (10)$$

где входящие в (10) матрицы определяются следующим образом:

$$\begin{pmatrix} j \\ 1 \end{pmatrix} A = \begin{pmatrix} (0) & (0) & (0) & (0) & (0) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ (0) & \dots & \left(\begin{pmatrix} j \\ 1 \end{pmatrix} A^{(j,j)} \right) & \dots & \left(\begin{pmatrix} j \\ 1 \end{pmatrix} A^{(j,J)} \right) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ (0) & (0) & (0) & (0) & (0) \end{pmatrix}, \quad (11)$$

$j \leq J-1;$

$$\begin{pmatrix} j \\ 2 \end{pmatrix} A = \begin{pmatrix} (0) & (0) & (0) & (0) & (0) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ (0) & \dots & \left(\begin{pmatrix} j \\ 1 \end{pmatrix} A^{(j,j)} \right) & \dots & \left(\begin{pmatrix} j \\ 1 \end{pmatrix} A^{(j,J)} \right) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ (0) & (0) & \left(\begin{pmatrix} j \\ 1 \end{pmatrix} A^{(J,j)} \right) & \left(\begin{pmatrix} j \\ 1 \end{pmatrix} A^{(J,j)} \right) & \left(\begin{pmatrix} j \\ 1 \end{pmatrix} A^{(J,j)} \right) \end{pmatrix}, \quad (12)$$

$j \leq J-1.$

Для J -го диапазона частот выходной сигнал МЗА с учетом структуры построения АВТ определяется выражением

$$V_J^{(\text{осн})} = B_J \cdot \begin{pmatrix} J-1 \\ 2 \end{pmatrix} A \cdot \begin{pmatrix} J-2 \\ 2 \end{pmatrix} A \dots \begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A \cdot U. \quad (13)$$

С основного выхода частотного диплексера каждого из $1, \dots, (J-1)$ -го частотного диапазонов (за исключением J -го, самого высокого из совмещаемых диапазонов частот) на устройство поляризационного преобразования и селекции поступают только сигналы одного диапазона частот. Это позволяет обеспечить одномодовый режим распространения волн в устройстве поляризационного преобразования и селекции [15]. В то же время и на второй выход $(J-1)$ -го частотного диплексера проходит только сигнал J -го диапазона частот.

С учетом одномодового режима распространения матрица B_j , описывающая устройство поляризационного преобразования и селекции в каждом диапазоне частот, имеет вид

$$B_j = \begin{pmatrix} b_{1,1}^{(j)} & b_{1,2}^{(j)} \\ b_{2,1}^{(j)} & b_{2,2}^{(j)} \\ b_{3,1}^{(j)} & b_{3,2}^{(j)} \\ b_{4,1}^{(j)} & b_{4,2}^{(j)} \end{pmatrix}_j, \quad (14)$$

где $b_{p,k}^{(j)}$ – определяет вклад сигнала p -го элемента поляризационного базиса на входе устройства поляризационного преобразования и селекции в сигнал k -й составляющей поляризационного базиса в j -м диапазоне частот.

Приведенные соотношения (1)–(14) позволяют определить такие характеристики АВТ, как коэффициент полезного действия, коэффициент передачи, с использованием которых могут быть найдены отношение сигнал/шум и коэффициент поляризационной развязки в каждом из частотных диапазонов.

Математическая модель АВТ МЗА с реализацией функции автосопровождения. Перейдем к рассмотрению АВТ J -диапазонной МЗА приема сигналов ССС, обеспечивающей режим автосопровождения и обработку сигналов на основе способа разделения сигналов по частоте-поляризации. Режим автосопровождения реализуется путем отбора высшей моды H_{21} , на основе которой формируется разностная диаграмма направленности (ДН) [15]. Структурная схема АВТ трехдиапазонной МЗА с режимом автосопровождения приведена на рис. 2.

Отличие построения АВТ МЗА с режимом автосопровождения от вышерассмотренного АВТ заключается в использовании дополнительных устройств, обеспечивающих в каждом из частотных диапазонов выделение основного и высшего типов мод принимаемых сигналов. Основная мода, как и в предыдущем случае, используется для обработки и выделения передаваемой информации. Высшая мода в каждом из частотных диапазонов обеспечивает формирование разностного сигнала для реализации режима автосопровождения в каждом из диапазонов частот.

Рассмотрим канал выделения основной моды (суммарный канал Σ) в каждом из совмещаемых частотных диапазонов. Данный канал

отличается от рассмотренного построения АВТ без автосопровождения только наличием ответвителя моды. Для рассматриваемой структуры АВТ сигнал на выходе основного (суммарного) канала первого (низкочастотного) диапазона может быть представлен в виде

$$V_1^{(\text{осн})} = B_1 \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} C \cdot U,$$

где $\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} C$ – матрица, описывающая коэффициенты передачи основной моды с выхода облучателя на вход частотного диплексера первого из совмещаемых диапазонов частот. Индексы $\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$

перед матрицей C обозначают: первый частотный диапазон – верхний индекс; выход суммарного канала – нижний индекс.

Выходной сигнал ответвителя, соответствующий высшей моде принимаемого сигнала, используется для формирования в разностном канале Δ разностной диаграммы направленности (ДН), может быть записан в виде

$$V_1^{(\Delta)} = D_1 \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} C \cdot U,$$

где $\begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} C$ – матрица, описывающая коэффициенты передачи высшей моды первого частотного диапазона на вход устройства преобразования и формирования сигнала ошибки. В данном случае нижний индекс "2" обозначает выход ответвителя моды, соответствующего разностному сигналу.

Структура матрицы $\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} C$ совпадает со структурой матрицы $\begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A$, определяемой соотношениями (3)–(5), а структура матрицы $\begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} C$ – со структурой матрицы $\begin{pmatrix} 1 \\ 2 \end{pmatrix} A$, представленной соотношением (7).

Аналогично сигнал суммарного канала на выходе частотного диплексера второго частотного диапазона может быть представлен в виде

$$V_2^{(\Sigma)} = B_2 \cdot \begin{pmatrix} 2 \\ 1 \end{pmatrix} A \cdot \begin{pmatrix} 2 \\ 1 \end{pmatrix} C \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} C \cdot U, \quad (15)$$

где матрица $\begin{pmatrix} 2 \\ 1 \end{pmatrix} C$ совпадает по структуре с матрицей $\begin{pmatrix} 2 \\ 1 \end{pmatrix} A$, определяемой соотношением (9).



Рис. 2. Структурная схема АВТ трехдиапазонной МЗА с режимом автосопровождения

Fig. 2. Structural diagram of AWP of a three-range MMA with an auto-tracking mode

В свою очередь, сигнал разностного канала на выходе ответвителя высшей моды второго частотного диапазона определяется формулой

$$V_2^{(\Delta)} = D_2 \cdot {}^{(2)}C \cdot {}^{(1)}A \cdot {}^{(1)}C \cdot U.$$

Сигнал $(J-1)$ -го диапазона частот на выходе суммарного канала МЗА с учетом изложенного выше материала может быть представлен соотношением

$$V_{J-1}^{(\Sigma)} = B_{J-1} \cdot {}^{(J-1)}A \cdot {}^{(J-1)}C \dots {}^{(1)}A \cdot {}^{(1)}C \cdot U, \quad (16)$$

а сигнал J -го диапазона частот на выходе суммарного канала МЗА в виде

$$V_J^{(\Sigma)} = B_J \cdot {}^{(J)}C \cdot {}^{(J-1)}A \cdot {}^{(J-1)}C \dots {}^{(2)}A \cdot {}^{(1)}C \cdot U. \quad (17)$$

Сигналы разностных каналов $(J-1)$ -го и J -го диапазонов частот могут быть представлены следующими выражениями:

$$V_{J-1}^{(\Delta)} = D_{J-1} \cdot \begin{pmatrix} J-1 \\ 2 \end{pmatrix} C \cdot \begin{pmatrix} J-2 \\ 1 \end{pmatrix} A \times \\ \times \begin{pmatrix} J-2 \\ 1 \end{pmatrix} C \dots \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} C \cdot U;$$

$$V_J^{(\Delta)} = D_J \cdot \begin{pmatrix} J \\ 2 \end{pmatrix} C \cdot \begin{pmatrix} J-1 \\ 1 \end{pmatrix} A \times \\ \times \begin{pmatrix} J-1 \\ 1 \end{pmatrix} C \dots \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} A \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix} C \cdot U.$$

Матрица D_j совпадает по структуре с матрицей B_j из (14), а коэффициенты $d_{p,k}^{(j)}$ определяют вклад сигнала p -го элемента поляризационного базиса на входе устройства преобразования и формирования сигнала ошибки в сигнал k -й составляющей поляризационного базиса в j -м диапазоне частот.

Необходимо отметить, что многодиапазонный АВТ без режима автосопровождения представляет собой частный случай АВТ (рис. 2), при исключении ответвителей моды H_{21} в каждом из частотных диапазонов. Соответственно, соотношения (15), (16) и (17) в этом

случае преобразуются в выражения (4), (8), (13) при замене матриц $\begin{pmatrix} J \\ 1 \end{pmatrix} C$ на соответствующие единичные матрицы [14].

Апробация модели. Предложенная математическая модель использовалась для разработки макета двухдиапазонного АВТ с соотношением центральных частот 1:6.6. В нижнем диапазоне частот АВТ обеспечивал прием ортогональных круговых и линейных поляризаций в полосе частот 21 %; в верхнем диапазоне частот – прием ортогональных круговых поляризаций в полосе частот 16 %. Расчетные и экспериментальные характеристики разработанного макета АВТ представлены на рис. 3 и 4. Сплошной линией показаны расчетные характеристики, штриховой линией – измеренные характеристики.

Приведенные результаты позволяют сделать вывод, что разработанная модель является эффективной при анализе практических схем АВТ, и с учетом допусков определить требуемые параметры АВТ.

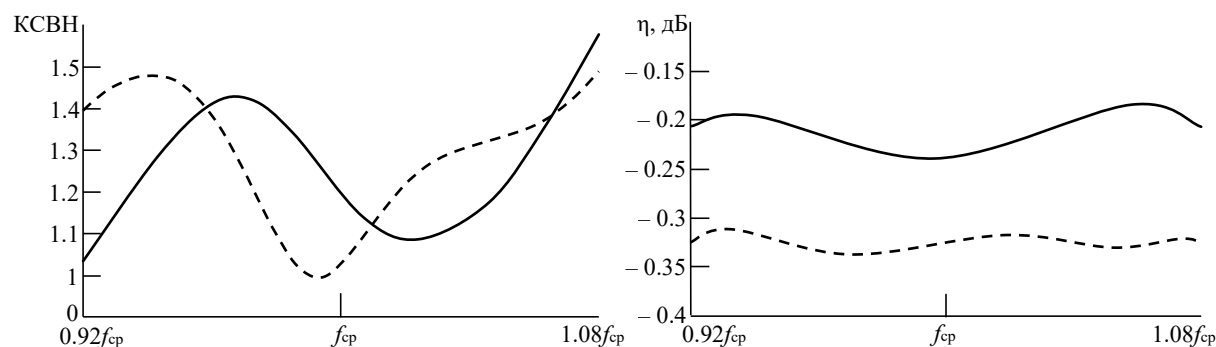


Рис. 3. Характеристики макета АВТ в нижнем диапазоне частот: a – коэффициент стоячей волны по напряжению на выходе; b – суммарные потери в АВТ

Fig. 3. Characteristics of the AWP layout in the lower frequency range: a – standing wave ratio for output voltage; b – total losses in the AWP

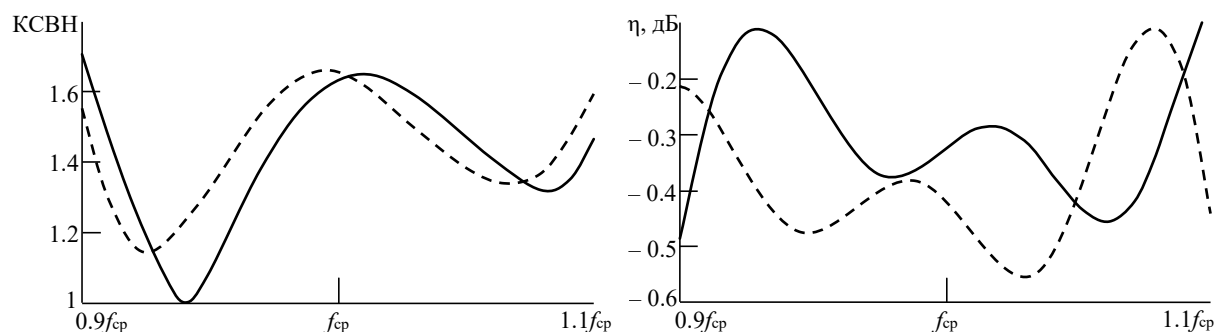


Рис. 4. Характеристики макета АВТ в верхнем диапазоне частот: a – коэффициент стоячей волны по напряжению на выходе; b – суммарные потери в АВТ

Fig. 4. Characteristics of the AWP layout in the upper frequency range: a – standing wave ratio for output voltage; b – total losses in the AWP

Заключение. Представлено современное состояние подхода к описанию АВТ МЗА ССС на основе использования блочных матриц. Преимуществом разработанной математической модели АВТ МЗА ССС является возможность определения параметров каждого из устройств АВТ и их влияния на характеристики АВТ МЗА ССС в целом при произвольном числе совмещаемых диапазонов частот и видах поляризации. Таким образом, в заключение можно сделать следующие выводы:

1. Использование матричного описания характеристик АВТ МЗА дало возможность разработать математическую модель, позволяющую исследовать характеристики многоканальной системы при произвольных значениях параметров каждого из устройств в составе АВТ МЗА. Отличием предлагаемой модели является описание характеристик каждого из устройств в составе АВТ МЗА с использованием некоторого многополюсника, характеристики и параметры которого могут быть достаточно просто рассчитаны или измерены.

2. Разработанная математическая модель позволяет рассчитывать характеристики АВТ МЗА, в котором первичный отбор сигналов

происходит по частоте с последующим поляризационным разделением. Приведены аналитические соотношения, связывающие произвольные значения коэффициента передачи, поляризационную и частотную развязки. Рассмотрен вариант использования ответвителя моды как возможный вариант реализации АВТ МЗА с автосопровождением.

3. Использование предложенной модели позволяет на всех этапах разработки, производства и отладки прогнозировать характеристики АВТ МЗА в целом с учетом полученных характеристик каждого из устройств в его составе.

4. Разработанная математическая модель АВТ МЗА без реализации и с реализацией функции автосопровождения, построенная на основе способа "разделение по частоте – разделение по поляризации", обуславливает ряд особенностей приема и передачи сигналов, связанных с исследованием закономерностей, определяющих взаимосвязи параметров и характеристик АВТ МЗА. Исследование этих закономерностей авторы рассматривают как дальнейшее направление исследования АВТ МЗА на основе разработанной математической модели, что выходит за рамки настоящей статьи.

Авторский вклад

Дмитрий Давидович Габриэлян – общая идея построения математической модели АВТ.

Александр Евгеньевич Коровкин – теоретическое обоснование АВТ без режима автосопровождения.

Сергей Игоревич Бойчук – теоретическое обоснование АВТ с режимом автосопровождения.

Сергей Викторович Дворников – компьютерное моделирование.

Марат Рашидович Бибарсов – обработка результатов моделирования.

Гульнара Шихмуратовна Бибарсова – формирование структуры статьи.

Author's contribution

Dmitry D. Gabrielyan, the general idea of building a mathematical model of AVT.

Alexander E. Korovkin, theoretical justification of automatic transmission without automatic tracking mode.

Sergey I. Boychuk, theoretical justification of AUTO with automatic tracking mode.

Sergey V. Dvornikov, computer modeling.

Marat R. Bibarsov, processing of modeling results.

Gulnara Sh. Bibarsova, formation of the article structure.

Список литературы

1. Сомов А. М., Кабетов Р. В. Многолучевые зеркальные антенны: геометрия и методы анализа. М.: Горячая линия-Телеком, 2021. 256 с.

2. Коровкин А. Е., Раздоркин Д. Я., Шипулин А. В. Моноимпульсный облучатель зеркальных антенн на высших типах волн // Антенны. 2012. Вып. 9 (184). С. 14–18.

3. Simultaneous X/Ka-Band Feed System for Large

Earth Station SATCOM Antennas / C. Granet, I. M. Davis, J. S. Kot, G. S. Pope, K. Verran // Military Communications and Information Systems Conf. (MilCIS). Canberra, ACT, Australia, 11–13 Nov. 2014. doi: 10.1109/MilCIS.2014.7002726

4. Банков С. Е., Грибанов А. Н., Курушин А. А. Электродинамическое моделирование антенных и СВЧ структур с использованием FEKO. М.: One-

Book, 2013. 419 с.

5. Гурский С. М. Математические модели элементов антенно-волноводных трактов радиолокационных систем с повреждениями // Современные наукоемкие технологии. 2019. № 2. С. 43–46.

6. Демченко В. И., Косогор А. А., Раздоркин Д. Я. Методология разработки многодиапазонных зеркальных антенн // Антенны. 2012. № 9(184). С. 4–13.

7. Radar Handbook. 3rd ed. by M. I. Skolnik. McGraw-Hill, 2008. 1352 p.

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

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

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

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

12. Самойленко В. И., Шишов Ю. А. Управление фазированными антенными решетками. М.: Радио и связь, 1983. 240 с.

13. Бойчук С. И., Коровкин А. Е., Раздоркин Д. Я. Антенно-волноводные устройства с единым рупором для многодиапазонных антенных систем // Радиотехника. 2019. Т. 83, № 7 (9). С. 202–208.

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

15. Реализация суммарно-разностного метода автосопровождения на основе многомодового облучателя / А. Е. Коровкин, Д. Я. Раздоркин, Н. В. Токарева, А. В. Шипулин // Общие вопр. радиоэлектроники. Ростов н/Д.: ФНПЦ "РНИИРС", 2010. Вып. 1. С. 6–11.

Информация об авторах

Габриэлян Дмитрий Давидович – доктор технических наук (1997), профессор (2000), заместитель начальника научно-технического комплекса Ростовского-на-Дону НИИ радиосвязи. Автор 317 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>

Коровкин Александр Евгеньевич – кандидат технических наук (2020), старший научный сотрудник Ростовского-на-Дону НИИ радиосвязи. Автор 53 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика, гофрированные рупоры, устройства СВЧ, антенны.

Адрес: ФГУП "РНИИРС", ул. Нансена, д. 130, Ростов-на-Дону, 344038, Россия

E-mail: rniirs@rniirs.ru

Бойчук Сергей Игоревич – руководитель группы Ростовского-на-Дону НИИ радиосвязи. Автор 22 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика, устройства СВЧ, антенны.

Адрес: ФГУП "РНИИРС", ул. Нансена, д. 130, Ростов-на-Дону, 344038, Россия

E-mail: rniirs@rniirs.ru

Дворников Сергей Викторович – доктор технических наук (2009), профессор (2014) кафедры радиосвязи Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного. Автор 417 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: practicsv@yandex.ru

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

Бибарсов Марат Рашидович – кандидат технических наук (1999), доцент (2007), старший преподаватель кафедры радиосвязи Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного. Автор 177 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 военно-политической работы в войсках (силах) Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного. Автор 102 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

References

1. Somov A. M., Kabetov R. V. *Mnogoluchevye zerkal'nye anteny: geometriya i metody analiza* [Multipath Mirror Antennas: Geometry and Methods of

Analysis]. Moscow, *Goryachaya liniya-Telekom*, 2021. 256 p. (In Russ.)

2. Korovkin A. E., Razdorkin D. Yu., Shipulin A. V.

50 **Математическая модель антенно-волноводного тракта с разделением сигналов по частоте-поляризации**
Mathematical Model of an Antenna-Waveguide Path with Separation of Signals by Frequency-Polarization

Monopulse Mirror Feed System Antennas at the Higher Types of Waves. J. Antennas. 2012, vol. 9 (184), pp. 14–18. (In Russ.)

3. Granet C., Davis I. M., Kot J. S., Pope G. S., Verran K. Simultaneous X/Ka-Band Feed System for Large Earth Station SATCOM Antennas. Military Communications and Information Systems Conf. (MilCIS), 11–13 Nov. 2014 Canberra, ACT, Australia. doi: 10.1109/MilCIS.2014.7002726

4. Bankov S. E., Gribanov A. N., Kurushin A. A. Electromagnetic Design Antennas and Microwave Structures with FEKO. Mow, OneBook, 2013, 419 p.

5. Gursky S. M. Mathematical Models of Elements of the Antenna/Waveguide Paths of Radar Systems with Damage. Modern High-Tech Technologies. 2019, no. 2, pp. 43–46. (In Russ.)

6. Demchenko V. I., Kosogor A. A., Razdorkin D. Ya. Methodology for Developing Multi-Band Reflector Antennas. J. Antennas. 2012, vol. 9 (184), pp. 4–13. (In Russ.)

7. Radar Handbook. 3rd ed. by M. I. Skolnik. McGraw-Hill, 2008, 1352 p.

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

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

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

11. 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

12. Samoylenko V. I., Shishov Yu. A. *Upravlenie fazirovannymi antennymi reshetkami* [Control of Phased Antenna Arrays]. Moscow, Radio and svyaz, 1983, 240 p. (In Russ.)

13. Boychuk S. I., Korovkin A. E., Razdorkin D. Ya. Antenna – Waveguide Devices with a Single Horn for the Multi-Band Antenna Systems. Radio Engineering. 2019, vol. 83, no. 7(9), pp. 202–208. (In Russ.)

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

15. Korovkin A. E., Razdorkin D. Ya., Tokareva N. V., Shipulin A. V. Implementation of the Sum-Difference Autotracking Method Based on a Multimode Feed. General Problems of Radio Electronics. Rostov-on-Don, Federal Scientific and Practical Center "RNIIRS", 2010, vol. 1, pp. 6–11. (In Russ.)

Information about the authors

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 317 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>

Alexander E. Korovkin, Cand. Sci. (Eng.) (2020), Senior Researcher of the Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communications. The author of 53 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics; corrugated horns; microwave devices; antennas.

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

E-mail: rniirs@rniirs.ru

Sergey I. Boychuk, Head of the Rostov-on-Don group of the Research Institute of Radio Communications. The author of 22 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics; microwave devices; antennas.

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

E-mail: rniirs@rniirs.ru

Sergey V. Dvornikov, Dr Sci. (Eng.) (2009), Professor (2014) of the Radio Communication Department of the Military Telecommunications Academy. The author of 417 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: practicsv@yandex.ru

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

Marat R. Bibarsov, Cand. Sci. (Eng.) (1999), Associate Professor (2007), Senior Lecturer of the Radio Communications Department of the Military Telecommunications Academy. The author of 177 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 102 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

Моделирование формы эхосигнала радиовысотомера

М. А. Бородин

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

✉ boroda84@gmail.com

Аннотация

Введение. При получении профиля земной поверхности методом дистанционного зондирования используется радиолокационный радиовысотомер (РВМ). При этом информационным параметром является зависимость мощности эхосигнала от времени, усредненная по совокупности серии зондирований. В частности, по характеристикам профиля мощности оцениваются параметры морской поверхности. Для расчета профиля мощности при наличии морского волнения требуются сведения о плотности распределения вероятности (ПРВ) аппликат морской поверхности. Существующие модели ПРВ аппликат (линейная модель, модель на основе усеченных рядов Грама–Шарлье, комбинированная модель) имеют известные недостатки, что приводит к ошибкам при оценке параметров морской поверхности по профилю мощности эхосигнала. В результате актуальной является задача поиска моделей ПРВ, обеспечивающих лучшие результаты определения профиля мощности. Одной из таких моделей, ранее не применявшихся в рассматриваемой задаче, является нелинейная модель Кримера.

Цель работы. Апробировать нелинейную модель Кримера для получения оценки ПРВ аппликат морской поверхности в задаче моделирования профиля мощности эхосигнала РВМ с учетом однозначной связи между статистическими параметрами ПРВ и скоростью ветра.

Материалы и методы. Для оценки ПРВ аппликат морской поверхности выполнено математическое моделирование в среде MatLab двумерной морской поверхности конечных размеров с пространственным спектром Эльфохейли для линейной модели и нелинейной модели Кримера. Получена зависимость профиля мощности эхосигнала РВМ от времени с учетом скорости ветра над морской поверхностью и параметров РВМ.

Результаты. Апробация нелинейной модели Кримера для получения оценки ПРВ аппликат морской поверхности при моделировании профиля мощности эхосигнала РВМ дала положительный результат. Установлено, что при небольших значениях скорости ветра (до 3 м/с) ПРВ аппликат морской поверхности, полученная по нелинейной модели Кримера, подчиняется гауссовскому закону. При больших скоростях ветра идентифицировать закон распределения не удалось, в связи с чем предложено использовать в качестве оценки ПРВ при расчетах выборочные гистограммы.

Результаты расчета показали, что для нелинейной модели увеличение длительности эхосигнала РВМ с возрастанием скорости ветра происходит медленнее, в среднем на 5.47 %, чем для линейной модели. Временной сдвиг переднего фронта эхосигнала для нелинейной модели относительно линейной из-за трансформации ПРВ может достигать 70 нс, что эквивалентно 10.5 м.

Заключение. Использование нелинейной модели Кримера в задаче моделирования профиля мощности эхосигнала РВМ при наличии морского волнения обеспечивает однозначную связь между статистическими параметрами ПРВ аппликат морской поверхности и скоростью ветра. Модель рекомендуется к использованию при формировании теоретического профиля мощности эхосигнала, используемого в качестве исходных данных при оценке информационных параметров эхосигнала РВМ на этапе дообработки.

Ключевые слова: плотность распределения вероятности, радиовысотомер, морская поверхность, нелинейная модель Кримера, форма эхосигнала

Для цитирования: Бородин М. А. Моделирование формы эхосигнала радиовысотомера // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 4. С. 52–62. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-52-62

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 26.12.2021; принята к публикации после рецензирования 05.05.2022;
опубликована онлайн 28.09.2022

Simulating the Profile of a Radio Altimeter Echo Signal

Mikhail A. Borodin

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ boroda84@gmail.com

Abstract

Introduction. Radio altimeters are used for remote monitoring of the Earth and sea surface based on the signal power profile, i.e. the dependence of echo signal power vs time, averaged over a set of sounding measurements. Calculation of the power profile in the presence of sea waves requires information about the probability distribution density (PDD) of sea surface applicates. The existing applicate PDD models (linear, Gram-Charlier, combined model) are characterized by certain drawbacks leading to errors in assessing sea surface parameters based on the signal power profile. In this work, the echo signal of a radio altimeter is simulated using the nonlinear Creamer model for calculating sea surface applicates.

Aim. To test the validity of the non-linear Creamer model for obtaining the PDD of sea surface applicates in the problem of simulating the power profile of a radio altimeter echo signal while providing an unambiguous relationship between the statistical parameters of PDD and wind speed.

Materials and methods. A two-dimensional sea surface of finite dimensions with an Elfahaily spatial spectrum was simulated in the MATLAB environment based on both linear and non-linear Creamer models.

Results. Under small wind speed values of up to 3 m/s, the PDD of sea surface applicates formed by the non-linear Creamer model obey the Gauss law. For the non-linear model, an increase in the duration of an radio altimeter echo signal along with an increase in the wind speed was shown to be 5.47 % slower on average compared to that for the linear model. The time shift of the leading edge of an echo signal for the nonlinear model relative to the linear model due to the PDD transformation may reach 70 ns, which is equivalent to 10.5 m. The conducted study confirmed the validity of the non-linear Creamer model for obtaining the PDD of sea surface applicates when simulating the power profile of a radio altimeter echo signal.

Conclusion. The non-linear Creamer model can be recommended for simulating an echo signal power profile for use as input data when estimating the parameters of a radio altimeter echo signal at the stage of post-processing.

Keywords: probability density distribution, radio altimeter, sea surface, non-linear Creamer model, echo signal profile

For citation: Borodin M. A. Simulating the Profile of a Radio Altimeter Echo Signal. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 52–62. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-52-62

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

Submitted 26.12.2021; accepted 05.05.2022; published online 28.09.2022

Введение. В настоящее время космические аппараты (КА) оснащают радиолокационными радиовысотомерами (РВМ) для решения целого ряда задач дистанционного мониторинга поверхности Земли, в том числе экологических и океанографических. Информационным параметром РВМ является мощность эхосигнала, зависимость которой от времени, усредненную по совокупности серии зондирований, называют профилем мощности. Амплитуда профиля мощности эхосигнала обратно пропорциональна скорости ветра над водной поверхностью, а его форма содержит информацию о степени

взволнованности последней. Наклон переднего фронта профиля мощности и его ширина по половинному уровню от максимума определяют значимую высоту морской волны, пропорциональную балльности морского волнения [1], [2]. Известно, что при увеличении волнения морской поверхности длительность профиля мощности эхосигнала увеличивается [1–4].

Существующие модели профиля мощности эхосигнала РВМ [1–7] при вертикальном зондировании подстилающей морской поверхности в той или иной степени базируются на допущении, что искомый профиль мощности является

суперпозицией откликов независимых элементарных зеркальных отражателей в пределах области на поверхности, облученной антенной РВМ. Нестабильность траектории полета КА существенно не влияет на характер рассеяния радиоволн, поскольку из теории рассеяния радиоволн известно, что зеркальное отражение наблюдается при отклонении угла облучения от нормали до 20° [1, 2].

В общем случае профиль мощности эхосигнала определяется как параметрами РВМ, так и плотностью распределения вероятности (ПРВ) аппликат морской поверхности, что позволяет решать обратную задачу и восстанавливать параметры указанного распределения.

Профиль мощности эхосигнала как функция времени при наличии морского волнения определяется по формуле [4]

$$P_r(t) = \frac{c}{2} \int_{-\infty}^{\infty} W_z\left(\frac{cu}{2}\right) P_0(t-u) du, \quad (1)$$

где c – скорость света в вакууме; W_z – ПРВ аппликат морской поверхности; $u = 2z/c$; P_0 – профиль мощности эхосигнала для плоской поверхности (при отсутствии волнения), причем z – аппликата морской поверхности.

Из анализа (1) следует, что для расчета профиля мощности эхосигнала РВМ необходимо располагать сведениями о законе распределения аппликат морской поверхности.

Первоначально в научной литературе в качестве модели ПРВ аппликат морской поверхности использовалась линейная модель на основе распределения Гаусса [1–3], для которой установлена однозначная связь между статистическими параметрами ПРВ и скоростью ветра над морской поверхностью, определяющей балльность морского волнения, например по шкале Бофорта. Однако указанная модель позволяет получить лишь приближенное описание статистических параметров морской поверхности на коротком временном интервале при постоянной скорости ветра и не учитывает нелинейные эффекты, обусловленные взаимодействием гравитационных и гравитационно-капиллярных волн в пределах участка поверхности, облучаемого антенной РВМ.

Для учета межволновых взаимодействий в

задачах дистанционного мониторинга морской поверхности часто используют модель ПРВ аппликат морской поверхности, построенную на основе усеченных рядов Грама–Шарлье. Эта модель учитывает нелинейные эффекты в поле поверхностных волн, обусловленные слабыми межволновыми взаимодействиями [5–8].

Известными недостатками этой модели является наличие отрицательных значений на краевых участках ПРВ, а также ограничений на допустимые значения аппликат морской поверхности, в пределах которых ПРВ справедлива. Следствием указанных недостатков являются искажения формы профиля мощности эхосигнала РВМ, в частности, появление в нем отрицательных значений.

Для борьбы с искажениями профиля мощности эхосигнала РВМ используют комбинированную модель, которая является объединением модели Грама–Шарлье и модели Гаусса [5–7]. В рамках комбинированной модели оцениваются параметры специальной двухпараметрической функции, для того чтобы результирующая ПРВ была монотонна на стыке двух указанных моделей и не имела отрицательных значений в используемом диапазоне аппликат морской поверхности. Процедура подбора параметров неоднозначна, поэтому ПРВ аппликат морской поверхности может искажаться, что приводит к ошибке при оценках расстояния от КА до морской поверхности, а также параметров морского волнения.

Таким образом, задача получения корректной ПРВ аппликат морской поверхности до сих пор актуальна. Существует нелинейная модель Кримера, позволяющая моделировать реализации двумерной морской поверхности с учетом нелинейных эффектов при межволновом взаимодействии [9, 10]. Однако апробация данной модели в задаче моделирования формы эхосигнала РВМ ранее не выполнялась.

Целью настоящей статьи является апробация нелинейной модели Кримера для получения оценки ПРВ аппликат морской поверхности в задаче моделирования профиля мощности эхосигнала РВМ.

Моделирование морской поверхности.

Для математического моделирования профиля морской поверхности, как одномерного, так и

двумерного, используют линейные и нелинейные модели. Согласно линейной модели морская поверхность представляется набором пространственных волн (гармоник), каждая из которых распространяется независимо от других [11, 12]. Амплитуда каждой пространственной гармоник является независимой гауссовской случайной величиной с дисперсией, определяемой пространственным спектром морского волнения.

Пространственный спектр морского волнения определяется как [9]

$$P(K, \varphi) = S(K)B(K, \varphi), \quad (2)$$

где K – пространственное волновое число; φ – азимутальный угол между направлением ветра и направлением движения морской волны; $S(K)$ и $B(K, \varphi)$ – радиальный и угловой спектры морского волнения соответственно.

Существуют различные модели пространственного спектра морского волнения [9–11]. Для решения задач рассеяния радиоволн на морской поверхности часто используют модель пространственного спектра морского волнения Эльфохейли [10], поскольку она позволяет с большей достоверностью моделировать капиллярные морские волны.

Радиальный спектр морского волнения Эльфохейли определяется по формуле [9, 10]

$$S(K) = \frac{\exp[-5a_1^2/(4K^2)]}{2K^3 v_\phi} \times \\ \times [W_{\text{гр}}(K) + W_{\text{к}}(K)] b^{\exp[-a_2(K)]},$$

где $a_1 = \Omega^2 g / v_{\text{в}10}^2$; v_ϕ – фазовая скорость морских волн; $W_{\text{гр}}(K)$ и $W_{\text{к}}(K)$ – функции, описывающие гравитационную и капиллярную области соответственно;

$$b = \begin{cases} 1.7, & 0.84 < \Omega \leq 1; \\ 1.7 + 6 \lg \Omega, & 1 < \Omega \leq 5; \end{cases} \\ a_2(K) = (\sqrt{K/a_1} - 1)^2 / (2\delta_3^2),$$

причем

$$\Omega = 0.84 \left\{ \lg \left[\left(\frac{R_x}{2.2 \cdot 10^4} \right)^{0.4} \right] \right\}^{-0.75};$$

$g = 9.807 \text{ м/с}^2$ – гравитационная постоянная; $v_{\text{в}10}$ – скорость ветра на высоте 10 м над уровнем моря; $\delta_3 = 0.08(1 + 4/\Omega^3)$; R_x – длина разгона ветровых волн.

Функции $W_{\text{гр}}(K)$ и $W_{\text{к}}(K)$ рассчитываются по следующим формулам [9]:

$$W_{\text{гр}}(K) = \frac{6 \cdot 10^{-3} v_{\text{в}10}}{\sqrt{\Omega}} \exp \left[-\frac{\Omega}{\sqrt{10}} \left(\sqrt{\frac{K}{a_1}} - 1 \right) \right];$$

$$W_{\text{к}}(K) = \alpha_{\text{к}} v_{\phi \min} \exp \left[-\frac{1}{4} \left(\frac{K}{K_{\min}} - 1 \right)^2 \right],$$

где

$$\alpha_{\text{к}} = \begin{cases} 10^{-2} [1 + \ln(v_{\text{в}0}/v_{\phi \min})], & v_{\text{в}0} \leq v_{\phi \min}; \\ 10^{-2} [1 + 3 \ln(v_{\text{в}0}/v_{\phi \min})], & v_{\text{в}0} > v_{\phi \min}; \end{cases}$$

$v_{\phi \min} = 0.23 \text{ м/с}$; $K_{\min} = 363 \text{ рад/м}$, причем $v_{\text{в}0}$ – скорость трения ветра.

Фазовая скорость морских волн определяется следующим образом [9]:

$$v_\phi = \sqrt{\left(\frac{g}{K} + \frac{\sigma_{\text{в}} K}{\rho_{\text{в}}} \right) \text{tg}(KD_{\text{в}})},$$

где $\sigma_{\text{в}} = 74.34 \cdot 10^{-3} \text{ Н/м}$ – поверхностное натяжение на границе раздела сред "воздух – морская вода"; $\rho_{\text{в}} = 10^3 \text{ кг/м}^3$ – плотность воды; $D_{\text{в}}$ – глубина моря.

Угловой спектр морского волнения определяется по формуле [9, 10]

$$B(K, \varphi) = \frac{1}{2\pi} [1 + \Delta(K) \cos(2\varphi)],$$

где

$$\Delta(K) = \\ = \text{tg} \left[a_3 + 4 \left(\frac{v_\phi}{v_{\text{в} \max}} \right)^{2.5} + a_4 \left(\frac{v_{\phi \min}}{v_\phi} \right)^{2.5} \right],$$

причем $a_3 = 0.173$; $v_{\text{в} \max}$ – фазовая скорость в точке максимума радиального спектра морского волнения; $a_4 = 0.13(v_{\text{в}0}/v_{\phi \min})$.

Использование линейной модели. Согласно линейной модели расчет реализации случайной двумерной морской поверхности $z(x, y)$, соответствующей моменту времени t , проводят в 2 этапа. На первом этапе вычисляют амплитуду каждой пространственной гармоники [12]:

$$A(K, t) = \sqrt{\Pi(K, \varphi) \Delta K_x \Delta K_y} \times \\ \times \left[\gamma(K_x, K_y) e^{i\omega_b(K)t} + \gamma^*(K_x, K_y) e^{-i\omega_b(K)t} \right], \quad (3)$$

где $K = \sqrt{K_x^2 + K_y^2}$; $\varphi = \arctg(K_y/K_x)$; K_x и K_y – пространственные волновые числа по осям x и y соответственно; ΔK_x и ΔK_y – шаги дискретизации пространственных волновых чисел K_x и K_y соответственно; γ – случайное комплексное число, вещественная и мнимая части которого имеют гауссовскую ПРВ с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией; ω_b – круговая частота морской волны; $*$ – символ комплексного сопряжения.

Круговая частота волны и пространственное волновое число K связаны между собой соотношением [11]

$$\omega_b(K) = \sqrt{gK \left(1 + \frac{\sigma_b}{\rho_b g} K^2 \right) \operatorname{tg}(KD_b)}. \quad (4)$$

На втором этапе вычисляют аппликату морской поверхности $z(x, y)$ с помощью обратного преобразования Фурье [12, 13]:

$$z(x, y, t) = \operatorname{Re} \sum_{K_x} \sum_{K_y} A(K_x, K_y, t) \exp[i(K_x x + K_y y)]. \quad (5)$$

Использование нелинейной модели. В качестве нелинейной модели морской поверхности выбрана модель Кримера, которая в отличие от других моделей позволяет учитывать изменения аппликат морской поверхности при межволновом взаимодействии, приводящие к изменению формы ПРВ [8, 12–14].

Расчет аппликаты морской поверхности $z_1(x, y)$ согласно нелинейной модели Кримера является более затратным с точки зрения объе-

ма вычислений. Аппликаты нелинейной морской поверхности определяются через двумерное преобразование Фурье [12, 13] по формуле (5), при этом вместо $A(K_x, K_y, t)$ подставляют величину

$$C(K_x, K_y, t) = \frac{1}{N} \sum_x \sum_y \frac{Nom}{K} \exp[-i(K_x x + K_y y)], \quad (6)$$

где N – совокупное число точек в моделируемой двумерной поверхности;

$Nom = \exp\{i[K_x h_x(x, y, t) + K_y h_y(x, y, t)]\} - 1$, причем

$$h_x(x, y, t) = \operatorname{Re} \sum_{K_x} \sum_{K_y} \left\{ \left(-i \frac{K_x}{K} \right) A(K_x, K_y, t) \times \right. \\ \left. \times \exp[i(K_x x + K_y y)] \right\}; \quad (7)$$

$$h_y(x, y, t) = \operatorname{Re} \sum_{K_x} \sum_{K_y} \left\{ \left(-i \frac{K_y}{K} \right) A(K_x, K_y, t) \times \right. \\ \left. \times \exp[i(K_x x + K_y y)] \right\}. \quad (8)$$

Особенности моделирования морской поверхности конечных размеров и выбора ее параметров изложены в [8–11]. Для линейной и нелинейной моделей морской поверхности из анализа (2)–(8) следует однозначность связи между статистическими параметрами ПРВ аппликат морской поверхности и скоростью ветра. В [9] приведена зависимость среднеквадратического отклонения аппликат морской поверхности от скорости ветра.

Моделирование ПРВ аппликат морской поверхности. Для получения ПРВ аппликат морской поверхности выполнено математическое моделирование с использованием линейной модели и нелинейной модели Кримера при следующих параметрах: скорость ветра на высоте 19.5 м – 4...8 м/с с шагом 2 м/с, количество временных реализаций для каждой скорости ветра – 50. Скорость ветра на высоте 19.5 м пересчитана на высоту 10 м по формулам из [9]. Далее при описании полученных результатов значение высоты опускается.

При вертикальном облучении морской поверхности антенной РВМ наибольший вклад в отраженный эхосигнал вносит зона, радиус которой определяют следующим образом [15]:

$$r_0 = \sqrt{2Hc\tau_{\text{и}}},$$

где H – высота полета РВМ; c – скорость света в вакууме; $\tau_{\text{и}}$ – длительность излучаемого импульса.

При $H = 1000$ км и $\tau_{\text{и}} = 3$ нс радиус зоны $r_0 = 1342$ м. При моделировании для удобства генерировалась двумерная морская поверхность квадратной формы с размером стороны 2684 м, что соответствует $2r_0$. Шаг

изменения по координатам x и y морской поверхности выбран одинаковым и равным $\Delta x = \Delta y = 0.1$ м.

Моделирование морской поверхности выполнено на персональном компьютере с процессором Intel Core i5-7400 с тактовой частотой 3 ГГц и размером ОЗУ 8 Гбайт. Расчет одной реализации морской поверхности для линейной модели выполнялся в среде MatLab за 3 мин, а для нелинейной – за 15 мин.

На рис. 1–3 представлены результаты моделирования морской поверхности, полученные при скорости ветра 4 м/с для момента времени $t = 0$. На рис. 1 и 2 показаны фрагменты двумерной морской поверхности размером

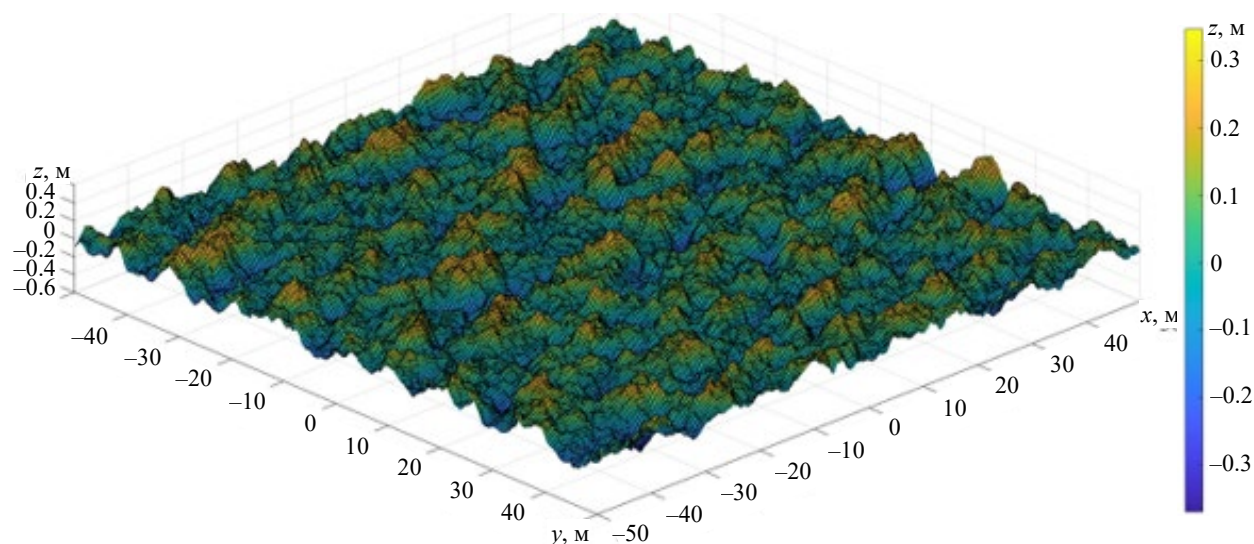


Рис. 1. Реализация двумерной морской поверхности по линейной модели
Fig. 1. Simulation of a two-dimensional sea surface using the linear Creamer model

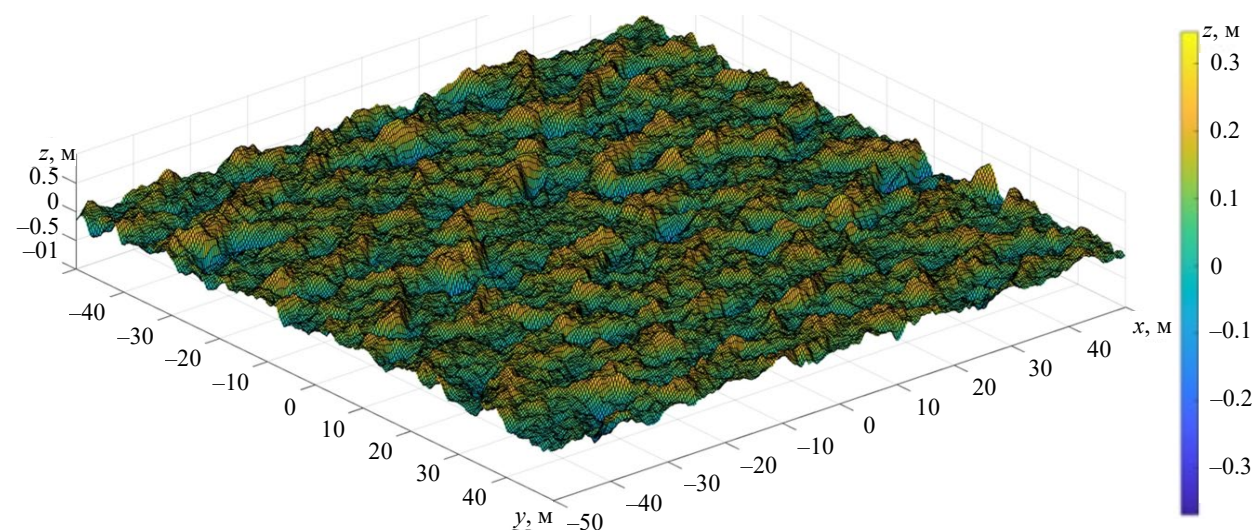


Рис. 2. Реализация двумерной морской поверхности по нелинейной модели
Fig. 2. Simulation of a two-dimensional sea surface using the non-linear Creamer model

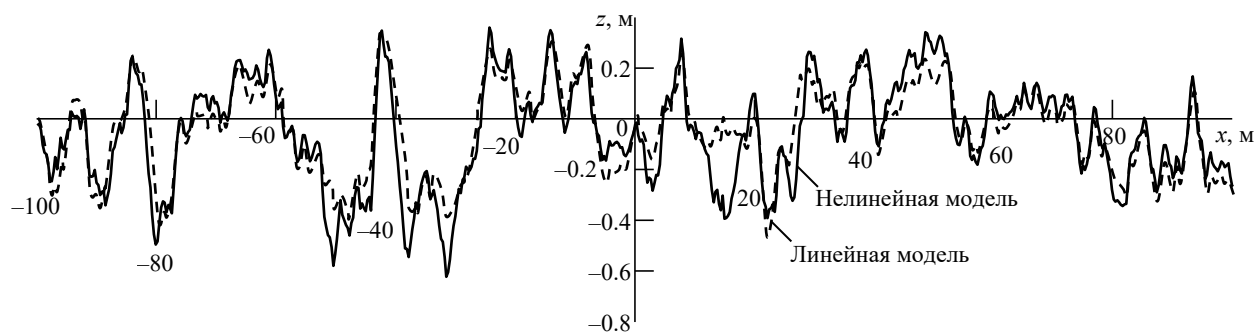


Рис. 3. Одномерное сечение морской поверхности, полученной по линейной и нелинейной моделям

Fig. 3. One-dimensional sea surface profile produced by linear and non-linear models

50 × 50 м. Рис. 1 получен в рамках линейной модели, рис. 2 – нелинейной. Цветовая палитра отображает соответствие между значением аппликаты морской поверхности и цветом из палитры. На рис. 3 показано одномерное сечение фрагмента морской поверхности для линейной и нелинейной моделей при $y = 0$.

После генерации заданного числа реализаций морской поверхности по нелинейной модели Кримера выполнялся расчет гистограмм по совокупности полученных значений аппликаты морской поверхности. Далее на основании полученных гистограмм идентифицировался закон распределения. При этом использовался критерий согласия Пирсона χ^2 с уровнем значимости 0.05.

Установлено, что для значений скорости ветра менее 3 м/с ПРВ подчиняется гауссовскому закону. При больших значениях скорости установить принадлежность к известным законам распределения вероятности не удалось, поэтому для расчетов в качестве оценок ПРВ были использованы выборочные гистограммы.

На рис. 4 показаны оценки ПРВ аппликаты морской поверхности для нелинейной модели, полученные в результате математического моделирования. Оценки ПРВ сформированы как средние значения в пределах заданного интервала усреднения по оси абсцисс. Следует отметить, что в отличие от модели Грама–Шарлье оценка ПРВ аппликаты морской поверхности не содержит отрицательных значений и не нуждается в дополнительной фильтрации для их устранения.

На основании полученных оценок ПРВ можно сделать вывод, что при увеличении скорости ветра растет дисперсия аппликаты морской поверхности, а математическое ожидание

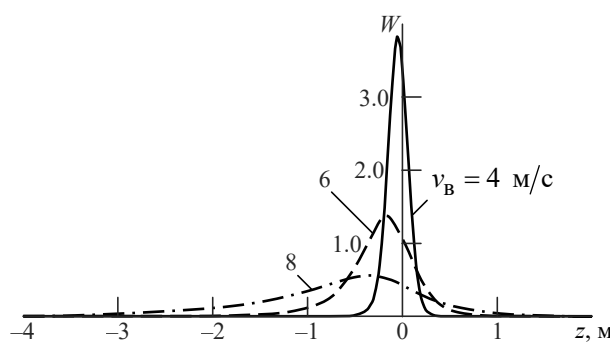


Рис. 4. Плотность распределения вероятностей аппликаты морской поверхности по нелинейной модели при разных скоростях ветра

Fig. 4. Probability density distribution of sea surface appulates produced by the non-linear model at different wind speeds

и коэффициент асимметрии уменьшаются. Изменения коэффициента эксцесса носят нелинейный характер с трендом к увеличению и лежат в области положительных значений. Такая трансформация ПРВ объясняется тем, что при повышении скорости ветра увеличивается нелинейное межволновое взаимодействие, приводящее к "обострению" и росту высоты гребней морской поверхности.

Полученная зависимость статистических моментов распределения аппликаты морской поверхности от скорости ветра качественно согласуется с результатами теоретических исследований [8].

Моделирование профиля мощности эхосигнала РВМ. В [4] показано, что для узких диаграмм направленности (ДН) антенны РВМ с шириной по уровню половинной мощности $\theta_0 \leq 1^\circ$ и малых отклонений ДН от вертикали $\xi < \theta_0/6$ при отсутствии морского волнения для расчета профиля эхосигнала РВМ удобно использовать следующую модель:

$$P_0(t) = A_1 \left(2F \left[2\sqrt{\beta} \left(t - \frac{\alpha\eta}{4\beta} \right) \right] \exp \left[-\alpha\eta \left(t - \frac{\alpha\eta}{8\beta} \right) \right] - F \left[2\sqrt{\beta} \left(t - \frac{\alpha}{4\beta} \right) \right] \exp \left[-\alpha \left(t - \frac{\alpha}{8\beta} \right) \right] \right), \quad (9)$$

где A_1 – масштабный коэффициент; F – интеграл вероятности; β , α , η – вспомогательные параметры.

Вспомогательные параметры определяются следующим образом [4]:

$$\begin{aligned} \beta &= (2 \ln 2) / \Delta_0^2, \\ \alpha &= (8 \ln 2) c / (\theta_0^2 H), \\ \eta &= 1 - 4 \ln 2 (\xi^2 / \theta_0^2), \end{aligned}$$

где Δ_0 – длительность зондирующего импульса гауссовской формы по уровню 0.707; θ_0 – ширина гауссовской ДН по уровню 0.707; ξ – угловое отклонение луча антенны РВМ от нормали к облучаемой поверхности.

С учетом полученной в результате моделирования экспериментальной оценки ПРВ аппликат морского волнения, используя (1) и (9), определен профиль мощности эхосигнала РВМ при наличии морского волнения. При моделировании приняты следующие значения параметров: $\Delta_0 = 3$ нс; $H = 1000$ км; $\theta_0 = 0.6^\circ$; $\xi = 0^\circ$.

На рис. 5 приведены нормированные зависимости мощности эхосигнала от времени. Нормировка проведена отдельно для линейной и нелинейной моделей на максимальные значения профиля мощности эхосигнала при скорости ветра 4 м/с.

При анализе результатов моделирования линейная модель морской поверхности с гаус-

совской ПРВ ее аппликат использована в качестве референсной, поскольку для нее известны параметры профиля мощности эхосигнала РВМ, включая ширину профиля мощности и его временную задержку относительно момента времени $2H/c$. Погрешности оценки времени запаздывания и значимой высоты морской волны РВМ при использовании линейной модели представлены в [4].

Из анализа рис. 5 следует, что при увеличении морского волнения трансформация ПРВ аппликат морского волнения приводит к изменению формы переднего фронта эхосигнала РВМ, а также к уменьшению его амплитуды.

Модельный профиль эхосигнала РВМ используют при оценке информативных параметров (например, времени запаздывания и значимой высоты морской волны) на этапе дообработки [4]. Оценки получают в результате статистической подгонки параметров модельного профиля эхосигналов РВМ по критерию достижения его максимального сходства с последовательностью наблюдаемых отсчетов эхосигналов методом максимального правдоподобия [4]. Следовательно, изменения формы модельного профиля мощности эхосигнала РВМ, обусловленные использованием модели ПРВ аппликат морской поверхности, некорректно описывающей физические процессы взаимодействия морских волн, приводят к ошибкам при оценке указанных информационных параметров.

В качестве примера на рис. 6 показаны нормированные на максимальное значение зависимости мощности эхосигнала от времени для скорости ветра 4 м/с. Профили мощности эхосигнала по линейной и нелинейной моделям на рис. 6 сдвинуты по оси абсцисс таким образом, чтобы они пересекались в точке с координатами (0; 0.5).

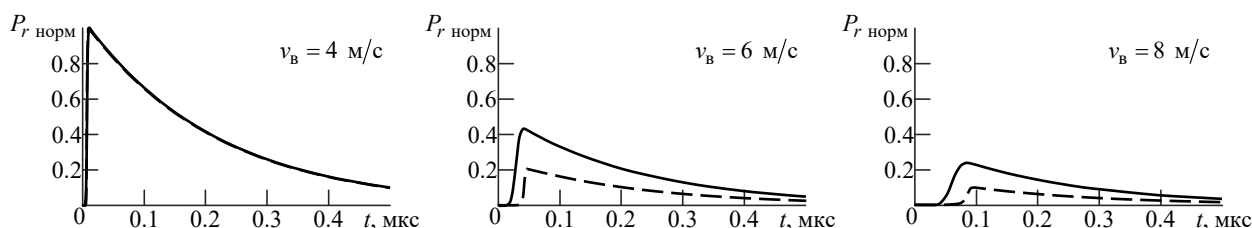


Рис. 5. Нормированные зависимости мощности эхосигнала от времени при разных скоростях ветра. Сплошные линии – для линейной модели; штриховые линии – для нелинейной модели

Fig. 5. Normalized power echo signal dependence vs time at different wind speeds. Solid line – the linear model; dashed line – the non-linear model

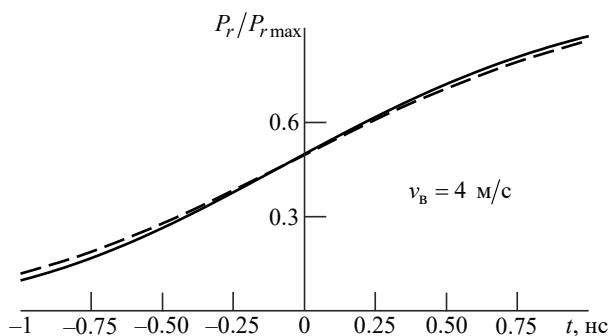


Рис. 6. Нормированные зависимости мощности эхосигнала от времени. Сплошная линия – линейная модель; штриховая линия – нелинейная модель

Fig. 6. Dependences of the normalized power echo signals vs time. Solid line – the linear model; dashed line – the non-linear model

При использовании нелинейной модели крутизна переднего фронта профиля эхосигнала РВМ уменьшается, что приводит к увеличению погрешности оценки времени запаздывания эхосигнала при использовании различных алгоритмов оценки, таких, как пороговый алгоритм и метод максимального правдоподобия в сочетании с статистической подгонкой.

Кроме разной крутизны переднего фронта профиля эхосигнала РВМ для линейной и нелинейной моделей также наблюдается различная ширина профиля мощности и его временной сдвиг относительно момента времени $2H/c$.

Выполнена оценка ширины профиля мощности эхосигнала РВМ по уровню 0.5 от максимума Δt , а также оценка временного сдвига между профилями мощности эхосигнала Δt , полученными по линейной и нелинейной моделям морской поверхности для скоростей вет-

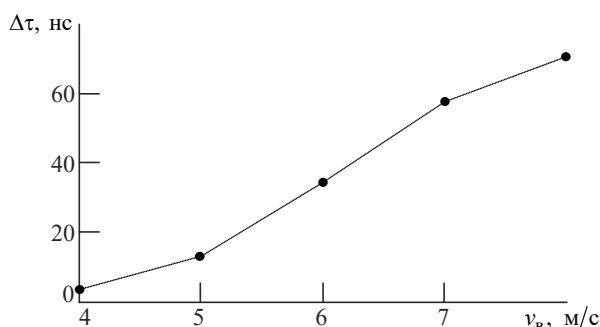


Рис. 7. Зависимость задержки между профилями мощности эхосигналов РВМ, полученными по линейной и нелинейной моделям морской поверхности, от скорости ветра

Fig. 7. Dependence of the delay between the power profiles of echo signals obtained by the linear and non-linear sea surface models vs wind speed

ра в диапазоне от 4 до 8 м/с с шагом 1 м/с. Для оценки временного сдвига использованы точки на переднем фронте эхосигналов по уровню 0.5 от максимума. Результаты оценок приведены на рис. 7 и 8, где маркерами обозначены точки, в которых выполнен расчет (соединительные линии имеют иллюстративное значение).

Временной сдвиг переднего фронта эхосигнала для нелинейной модели относительно линейной, возникающий из-за изменения ПРВ, возрастает при увеличении скорости ветра и может достигать 70 нс, что эквивалентно 10.5 м. Для нелинейной модели рост ширины эхосигнала РВМ происходит медленнее, в среднем на 5.47 %, чем для линейной модели.

Результаты моделирования показали, что временной сдвиг профиля мощности эхосигнала относительно момента времени $2H/c$ для нелинейной модели может существенно превышать сдвиг для линейной модели. Ширина профиля мощности эхосигналов РВМ для нелинейной модели не превышает ширину для линейной модели. Этот факт необходимо учитывать при установке размеров следающего окна для работы РВМ в режиме слежения за временным положением принимаемых эхосигналов.

Закключение. Выполнено математическое моделирование ПРВ аппликат морской поверхности для нелинейной модели Кримера при наличии морского волнения. Установлено, что при значениях скорости ветра до 3 м/с ПРВ аппликат морской поверхности, получаемая по нелинейной модели, подчиняется гауссовскому закону. Идентифицировать закон распределе-

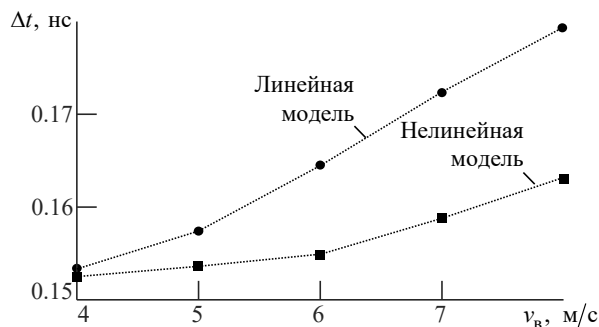


Рис. 8. Зависимость ширины профиля мощности эхосигнала РВМ от скорости ветра для линейной и нелинейной моделей морской поверхности

Fig. 8. Dependence of the width of the echo signal power profiles obtained by the linear and non-linear sea surface models vs wind speed

ния для больших значений скорости ветра не удалось, поэтому при расчетах в качестве оценки искомой ПРВ использованы выборочные гистограммы.

Выполнен расчет профиля мощности эхосигнала РВМ для нелинейной модели при использовании полученных оценок ПРВ аппликат морской поверхности, а также для линейной модели морской поверхности, данные от которой использованы в качестве референсных. Результаты расчетов позволяют сделать вывод о корректности использования нелинейной модели.

Таким образом, апробация нелинейной модели Кримера для получения оценки ПРВ ап-

пликат морской поверхности в задаче моделирования профиля мощности эхосигнала РВМ дала положительный результат.

Использование нелинейной модели Кримера для моделирования профиля мощности эхосигнала РВМ при наличии морского волнения обеспечивает однозначную связь между статистическими параметрами ПРВ аппликат морской поверхности и скоростью ветра. Модель рекомендуется использовать для формирования исходных данных при оценке информационных параметров эхосигнала РВМ на этапе дообработки.

Список литературы

1. Brown G. S. The average impulse response of a rough surface and its applications // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1977. Vol. AP-25, iss. 1. P. 67–74. doi: 10.1109/TAP.1977.1141536
2. Hayne G. S. Radar altimeter mean return waveform from near-normal-incidence ocean surface scattering // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1980. Vol. AP-28, iss. 5. P. 687–692. doi: 10.1109/TAP.1980.1142398
3. Эхосигнал спутникового высотомера с учетом доплеровского рассеяния / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 3. С. 46–52.
4. Оценка параметров эхосигнала спутникового высотомера методами статистической подгонки на стадии дообработки / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2019. Т. 22, № 1. С. 5–16. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-5-16
5. Показеев К. В., Запечалов А. С., Пустовойтенко В. В. Моделирование формы отраженного импульса радиоальтиметра // ВМУ. Сер. 3. Физика земли, атмосферы, гидросферы. 2013. № 5. С. 80–85. doi: 10.3103/S0027134913050135
6. Запечалов А. С. К расчету формы импульса радиоальтиметра, отраженного от морской поверхности // Журн. радиоэлектроники. 2016. № 11. 14 с.
7. Запечалов А. С., Пустовойтенко В. В. Влияние нелинейности морских волн на результаты радиоальтиметрических измерений // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2013. Т. 10, № 1. С. 34–48.
8. Nouguier F., Guerin C. A., Chapron B. Choppy wave model for nonlinear gravity waves // J. of Geophysical Research. 2009. Vol. 114, iss. C9. 16 p. doi: 10.1029/2008JC004984
9. Bourlier C., Saillard J., Berginc G. Intrinsic infrared radiation of the sea surface // Progress in electromagnetics research. 2000. Vol. 27. P. 185–335. doi: 10.2528/PIER99080103
10. A unified directional spectrum for long and short wind-driven waves / T. Elfouhaily, B. Chapron, K. Katsaros, D. Vandemark // J. of Geophysical Research. 1997. Vol. 102, iss. C7. P. 15781–15796. doi: 10.1029/97JC00467
11. Johnson J. T., Toporkov J., Brown G. A Numerical study of backscattering from time-evolving sea surfaces: comparison of hydrodynamic models // IEEE Trans. On GeoScience and Remote Sensing. 2001. Vol. 39, iss. 11. P. 2411–2420. doi: 10.1109/36.964977
12. Sun R.-Q., Zhang M., Wang C. Scattering Analysis for Ship Kelvin Waves on Two-Dimensional Linear and Non-Linear Sea Surfaces // Progress in Electromagnetic Research B. 2013. Vol. 52. P. 405–423. doi: 10.2528/PIERB13041807
13. Time-varying ocean-like surface scattering at grazing incidence: numerical analysis of doppler spectrum HF/VHF/UHF Bands / Y. Hou, B. Wen, C. Wang, Y. Yang // Intern. J. of Ant. and Prop. 2019. Vol. 2019. 15 p. doi: 10.1155/2019/5363264
14. Improved linear representation of ocean surface waves / D. Creamer, F. Henyey, R. Schult, J. Wright // J. of Fluid Mechanics. 1989. Vol. 205. P. 135–161. doi: 10.1017/S0022112089001977
15. Satellite Altimetry / D. B. Chelton, J. C. Ries, B. J. Haines, L.-L. Fu, P. S. Callahan. San Diego: Academic Press, 2001. 132 p. URL: https://www.researchgate.net/publication/281019054_Satellite_altimetry (дата обращения 01.06.2022)

Информация об авторе

Бородин Михаил Анатольевич – кандидат технических наук (2011), доцент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 30 научных работ. Сфера интересов – радиолокация, распространение и

рассеяние радиоволн, радиотехнические системы мониторинга окружающей среды.

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

E-mail: boroda84@gmail.com

<http://orcid.org/0000-0002-5237-9118>

References

1. Brown G. S. The Average Impulse Response of a Rough Surface and Its Applications. IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1977, vol. AP-25, iss. 1, pp. 67–74. doi: 10.1109/TAP.1977.1141536
2. Hayne G. S. Radar Altimeter Mean Return Waveform from Near-Normal-Incidence Ocean Surface Scattering. IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1980, vol. AP-28, iss. 5, pp. 687–692. doi: 10.1109/TAP.1980.1142398
3. Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. The Space-Based Altimeter Echo-Signal when Doppler Scattering is taken Into Account. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2017, no. 3, pp. 46–52. (In Russ.)
4. Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Estimation of Satellite Altimeter Echo-Signal Parameters by Statistical Fitting Methods in the Course of Retracking. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2019, vol. 22, no. 1, pp. 5–16. doi: 10.32603/1993-8985-2019-22-1-5-16 (In Russ.)
5. Pokazeev K. V., Zapevalov A. S., Pustovoytenko V. V. The Simulation of a Radar Altimeter Return Waveform. Moscow University Physics Bulletin. 2013, no. 5, pp. 420–425.
6. Zapevalov A. S. Calculation of Return Radioaltimeter Waveform, Reflected From the Sea Surface. J. of Radio Electronics. 2016, no. 11, 14 p. (In Russ.)
7. Zapevalov A. S., Pustovoytenko V. V. Influence of Non-Linearity of Sea Waves on the Results of Radio Altimeter Measurements. *Sovremennye problemy distantsionnogo zondirovaniya Zemli iz kosmosa*. 2013, vol. 10, no. 1, pp. 34–48. (In Russ.)
8. Nouguier F., Guerin C-A., Chapron B. Choppy Wave Model for Nonlinear Gravity Waves. J. of Geophysical Research. 2009, vol. 114, iss. C9, 16 p. doi: 10.1029/2008JC004984
9. Bourlier C., Saillard J., Berginc G. Intrinsic Infrared Radiation of the Sea Surface. Progress in Electromagnetics Research. 2000, vol. 27, pp. 185–335. doi: 10.2528/PIER99080103
10. Elfouhaily T., Chapron B., Katsaros K., Vandemark D. A Unified Directional Spectrum for Long and Short Wind-Driven Waves. J. of Geophysical Research. 1997, vol. 102, iss. C7, pp. 15781–15796. doi: 10.1029/97JC00467
11. Johnson J. T., Toporkov J., Brown G. A Numerical Study of Backscattering from Time-Evolving Sea Surfaces: Comparison of Hydrodynamic Models. IEEE Trans. On GeoScience and Remote Sensing. 2001, vol. 39, iss. 11, pp. 2411–2420. doi: 10.1109/36.964977
12. Sun R.-Q., Zhang M., Wang C. Scattering Analysis for Ship Kelvin Waves on Two-Dimensional Linear and Non-Linear Sea Surfaces. Progress in Electromagnetic Research B. 2013, vol. 52, pp. 405–423. doi: 10.2528/PIERB13041807
13. Hou Y., Wen B., Wang C., Yang Y. Time-Varying Ocean-Like Surface Scattering at Grazing Incidence: Numerical Analysis of Doppler Spectrum HF/VHF/UHF Bands. Intern. J. of Ant. and Prop. 2019, vol. 2019, 15 p. doi: 10.1155/2019/5363264
14. Creamer D., Henyey F., Schult R., Wright J. Improved Linear Representation of Ocean Surface Waves. J. of Fluid Mechanics. 1989, vol. 205, pp. 135–161. doi: 10.1017/S0022112089001977
15. Chelton D. B., Ries J. C., Haines B. J., Fu L.-L., Callahan P. S. Satellite Altimetry. San Diego, Academic Press, 2001, 132 p. Available at: https://www.researchgate.net/publication/281019054_Satellite_altimetry (accessed 01.06.2022)

Information about the author

Mikhail A. Borodin, Cand. Sci. (Eng.) (2011), assistant professor of the Department of Radio Engineering System of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 30 scientific publications. Area of expertise: radiolocation, propagation and scattering of radio waves, radio engineering system for ecology monitoring.

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

E-mail: boroda84@gmail.com

<http://orcid.org/0000-0002-5237-9118>

Radar and Navigation

UDC 621.391

Original article

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2022-25-4-63-71>

Estimating Disturbance Torque Effects on the Stability and Control Performance of Two-Axis Gimbal Systems

Ngoc Hung Nguyen✉, Van Phan Do, Hoa Tien Vu

Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

✉hungnn@lqdtu.edu.vn

Abstract

Introduction. Two-axis gimbal systems are applied for stabilizing and controlling the line of sight (LOS) of an optical or imaging system mounted on a moving vehicle. Gimbal systems are intended to isolate various disturbance torques and control the LOS toward the direction of a target. Two-axis gimbals can be of two main types, namely Yaw-Pitch and Swing-Roll type. In this article, we focus on investigating mathematical models of two-axis gimbals, which describe the impact of cross-disturbance torques on their stability and control performance. Simulations were conducted to compare advantages and disadvantages of the two types of two-axis gimbals.

Aim. To study mathematical models describing the impact of cross-disturbance torques on the stability and control performance of two-axis gimbals.

Materials and methods. Mathematical models of two-axis gimbal systems were synthesized by the Lagrange method. The operation of two-axis gimbal systems was simulated in the Matlab-Simulink environment.

Results. Mathematical models and structural diagrams of the synthesized Yaw-Pitch and Swing-Roll gimbals were obtained. The conducted simulations of typical cases revealed different cross-disturbance effects.

Conclusion. Motion equations for Swing-Roll and Yaw-Pitch gimbals were derived using similar methodology. The impact of cross-disturbance torques on gimbal systems was evaluated. The obtained results form a basis for selecting an optimal structure of tracking systems meeting the desired characteristics.

Keywords: two-axis gimbal, disturbance torque, inertially-stabilized platform

For citation: Ngoc Hung Nguyen, Van Phan Do, Hoa Tien Vu. Estimating Disturbance Torque Effects on the Stability and Control Performance of Two-Axis Gimbal Systems. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 63–71. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-63-71

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

Submitted 02.04.2022; accepted 26.05.2022; published online 28.09.2022



Introduction. Stabilization and line-of-sight control systems installed in optical devices, such as cameras or optical sensors, have found wide application [1]. These systems comprise a gimbal, an inertial angular rate and angle sensor, and a control subsystem. Accordingly, the selection of an appropriate gimbal architecture for specific application domains has a significant influence on the system's ability to stabilize and control the line of sight (LOS). In practice, three types of gimbal systems are commonly used: three-axis gimbals [2], Yaw-Pitch two-axis gimbals [3], and Swing-Roll two-axis gimbals [4]. Although exhibiting the highest stability [5], three-axis gimbals are complex in structure and are applicable in systems covering a relatively large space. Therefore, two-axis gimbals are used in devices having restrictions on mass and size, e. g., an imaging gimballed seeker [6, 7]. Compared to Swing-Roll gimbals, Yaw-Pitch two-axis gimbals are controlled by two independent channels according to the cartesian coordinate system, which fact determines their popularity [8–11]. This is consistent with the process of tracking an object along two axes on a camera image. Swing-Roll gimbals control the polar coordinate system, therefore requiring conversion of the camera's coordinate system into the gimbal's coordinate system [6]. However, according to [4], Swing-Roll systems outperform Yaw-Pitch systems in terms of expanded field of view. The selection of an appropriate gimbal structure for particular purposes depends on its ability to separate the carrier's movements from the optical axis. Therefore, research into the impact of disturbance torques on the stability and control performance of various two-axis gimbal systems presents a relevant task.

In this paper, we investigate the applicability of various gimbal types for space-limited seeker systems. In this regard, we focus on comparing the impact of disturbance torques on the above-mentioned two-axis gimbal types.

The paper is organized as follows. First, we construct mathematical models of two-axis gimbal systems. Secondly, a structural analysis of the gimbal systems under study is carried out. Thirdly, the simulation, evaluation, and comparison results of

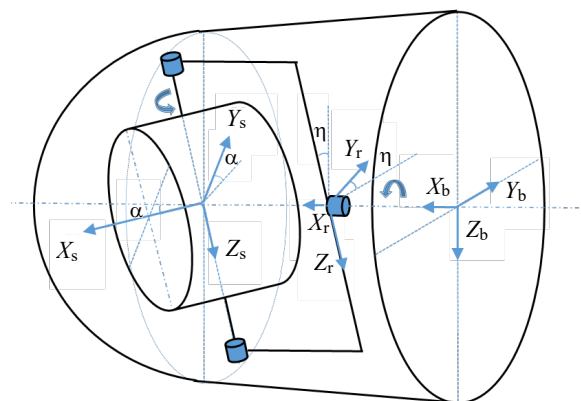


Fig. 1. Structure of Swing-Roll gimbal

disturbance torque effects on the stability and control performance of the two-axis gimbals under study are presented. Finally, the conclusions are drawn.

Mathematical models of two-axis gimbals.

Yaw-Pitch two-axis gimbal. The architecture of a Yaw-Pitch 2-axis gimbal is presented in Fig. 1, which shows two axes of rotation in elevation and azimuth channels. The azimuth channel (Yaw) is a channel that rotates around the Z_b axis of the connected coordinate system with a rotation angle β . The elevation channel (Pitch) is a channel rotated around the Y_h axis of the seeker's coordinate system with a rotation angle ϵ . The designations used in Fig. 1 are as follows:

X_b, Y_b, Z_b – body coordinate system (Body – B);

X_h, Y_h, Z_h – coordinate system of the homing head (Head – H);

X'_h, Y_h, Z_b – coordinate system of the azimuth frame (Yaw – Y).

Accordingly, the directional cosine matrix converted from the body coordinate system to the azimuth frame coordinate system is C_b^y , while that converted from the azimuth frame coordinate system to the homing head coordinate system is C_y^h :

$$C_b^y = \begin{bmatrix} \cos \beta & \sin \beta & 0 \\ -\sin \beta & \cos \beta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$$

$$C_y^h = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon & 0 & -\sin \varepsilon \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \varepsilon & 0 & \cos \varepsilon \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Let the inertial rotational rate of the coordinate systems along its axes be:

$$\omega_{B/I}^B = [P_b \quad Q_b \quad R_b]^T; \quad \omega_{H/I}^H = [p_h \quad q_h \quad r_h]^T$$

$$\text{and } \omega_{Y/I}^Y = [p_y \quad q_y \quad r_y]^T.$$

Then, the speed vector of inertia angle that is represented in the azimuth frame will take the form:

$$\omega_{Y/I}^Y = C_b^y \omega_{B/I}^B + [0 \quad 0 \quad \dot{\beta}]^T. \quad (2)$$

And the speed vector of inertia angle that is represented in the elevation frame will be:

$$\omega_{H/I}^H = C_y^h \omega_{Y/I}^Y + [0 \quad \dot{\varepsilon} \quad 0]^T. \quad (3)$$

Let the matrix of the inertia moment of the elevation frame take the form, respectively:

$$J_Y = \begin{bmatrix} J_x^y & J_{xy}^y & J_{xz}^y \\ J_{xy}^y & J_y^y & J_{yz}^y \\ J_{xz}^y & J_{yz}^y & J_z^y \end{bmatrix};$$

$$J_H = \begin{bmatrix} J_x^h & J_{xy}^h & J_{xz}^h \\ J_{xy}^h & J_y^h & J_{yz}^h \\ J_{xz}^h & J_{yz}^h & J_z^h \end{bmatrix}.$$

The angular momentum is given by the expression $H = J\omega$. Then, the equation for a rotation moment with respect to the elevation frame will take the form

$$T^P = \frac{\partial}{\partial t} H^P + \omega_{Y/I}^Y H^P. \quad (4)$$

By substituting (1), (2) and (3) into (4) and assuming that the gimbal's texture is rigid, the following expression can be obtained after a few transformations

$$J_y^h \dot{q}_h = T_y + (J_z^h - J_x^h) p_h r_h + J_{xz}^h (p_h^2 - r_h^2) - J_{yz}^h (\dot{r}_h - p_h q_h) - J_{xy}^h (\dot{p}_h - q_h r_h), \quad (5)$$

where T_y is the sum of torques acting on the elevation frame system. In the absence of other disturbance torques (such as friction), this is the torque produced by the motor. On the right side of expression (5), the components containing the moment of inertia describe cross-channel connections in the presence of movement along other axes. Therefore, expression (5) can be considered as a complete form modeling the elevation frame dynamics. When substituting (3) into expression (5), the disturbance components arising due to cross disturbance are calculated by the formula:

$$T_D = T_B + T_C, \quad (6)$$

where

$$T_B = -\left(J_{yz}^h \sin \varepsilon + J_{xy}^h \cos \varepsilon\right) (\dot{p}_y + q_y r_y) + \left(J_{yz}^h \cos \varepsilon + J_{xy}^h \sin \varepsilon\right) p_y q_y + \left[\left(J_z^h - J_x^h\right) \cos(2\varepsilon) - 2J_{xz}^h \sin(2\varepsilon)\right] p_y r_y + \frac{1}{2} \left[\left(J_z^h - J_x^h\right) \sin(2\varepsilon) - 2J_{xz}^h \cos(2\varepsilon)\right] p_y^2; \quad (7)$$

$$T_C = \left(J_{xy}^h \sin \varepsilon + J_{yz}^h \cos \varepsilon\right) \dot{r}_y + \frac{1}{2} \left[\left(J_z^h - J_x^h\right) \sin(2\varepsilon) - 2J_{xz}^h \cos(2\varepsilon)\right] r_y^2. \quad (8)$$

This finding shows that cross-disturbance components persist even in the absence of the system's movement. Hence, when $P_b = 0$; $Q_b = 0$; $R_b = 0$, then $T_B = 0$ according to (2). However, due to $r_y \neq 0$; therefore, $T_C \neq 0$. It can be seen from T_B and T_C that, provided that the gimbal system ensures absolute symmetry (mean that $J_{xy}^h = J_{yz}^h = J_{xz}^h$) and $J_x^h = J_z^h$, then there will be no cross-disturbance components $T_D = 0$. However, the absence of any cross disturbance is almost impossible to observe in practice, including in two-axis gimbal systems. Consequently, these components should always be calculated in order for their negative impact to be eliminated.

The formation of a dynamic model for the azimuth channel (Yaw) is preformed similarly to the approach described above. According to [3],

$$J^y \dot{r}_y = T_z + T_{d1} + T_{d2} + T_{d3}, \quad (9)$$

where

$$J^y = J_z^y + J_x^h \sin^2 \varepsilon + J_z^h \cos^2 \varepsilon - J_{xz}^h \sin^2 (2\varepsilon); \quad (10)$$

$$T_{d1} = \left[J_x^y + J_x^h \cos^2 \varepsilon + J_z^h \sin^2 \varepsilon - J_{xz}^h \sin 2\varepsilon \right] p_y q_y; \quad (11)$$

$$T_{d2} = - \left[J_{xz}^y + (J_z^h - J_x^h) \sin \varepsilon \cos \varepsilon + J_{xz}^y \cos (2\varepsilon) \right] (\dot{p}_y - q_y r_y) - \left[J_{yz}^y + J_{yz}^h \cos \varepsilon - J_{xy}^h \sin \varepsilon \right] (\dot{q}_y - p_y r_y) - \left[J_{xy}^y + J_{xy}^h \cos \varepsilon + J_{yz}^h \sin \varepsilon \right] (p_y^2 - q_y^2); \quad (12)$$

and

$$T_{d3} = \ddot{\varepsilon} \left[J_{xz}^h \sin \varepsilon + J_{yz}^h \cos \varepsilon \right] + \dot{\varepsilon} \left[(J_x^h - J_z^h) (p_y \cos 2\varepsilon - r_y \sin 2\varepsilon) \times \right. \\ \left. \times 2 J_{xz}^h (p_y \sin 2\varepsilon - r_y \cos 2\varepsilon) \right] + \dot{\varepsilon} \left[(J_{yz}^h \sin \varepsilon - J_{xy}^h \cos \varepsilon) (q_h + q_y) - J_x^h p_y \right]. \quad (13)$$

Equation (9) is a differential form of the angular rate along the z -axis of the azimuth frame for a 2-axis gimbal, where T_z is the total number of the moments acting on this shaft. The components T_{d1}, T_{d2}, T_{d3} are disturbances caused by the cross-channel relationship affecting the gimbal system.

It can be seen that J^y calculated by expression (10) is the total moment of inertia along the z -axis, varying in time and depending on the rotation angle of the elevation channel of a two-axis gimbal system. Components T_{d1}, T_{d2}, T_{d3} are disturbances caused by the cross-channel relationship. When no such a relationship is observed, the moment of inertia $J_{xz}^h = 0$. In order for J^y to be time-invariant, the condition $J_x^h = J_z^h$ must be satisfied. However, this is rarely achieved, since a gimbal is frequently equipped with a camera in practice. Therefore, a two-axis gimbal is inevitably a non-linear system.

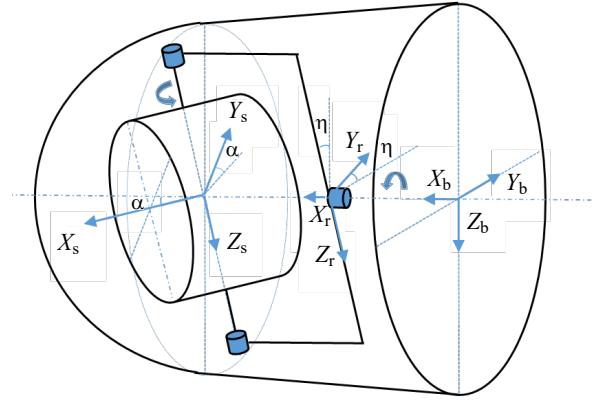


Fig. 2. Structure of Swing-Roll gimbal

The components T_{d1}, T_{d2}, T_{d3} are disturbances generated by the cross-channel relationship. When the elevation angle is fixed, only two components – T_{d1}, T_{d2} – are present, which can be considered as stiffness coefficients in the motion equation. When $\varepsilon \neq 0$, a moment action T_{d3} can be added, which is considered as the object's deformation component.

Equations (11)–(13) show that, even when the design of a gimbal system satisfies $J_{xy}^h = J_{yz}^h = J_{xz}^h = 0$, the disturbance components generated by the cross-channel relationships still exist due to $J_x^h \neq J_z^h$. Therefore, these disturbance components can hardly be eliminated by perfecting the mechanical structure design.

Swing-Roll two-axis gimbal. Fig. 2 presents a two-axis Swing-Roll gimbal system, in which the Roll channel is a channel that rotates around the axis X_r of the Roll frame with a rotation angle η . The Swing channel is a channel that rotates around the axis X_s of the Swing frame with a rotation angle α .

A mathematical model for a Swing-Roll gimbal system can be constructed similarly to that of a Yaw-Pitch gimbal system.

The coordinate systems in Fig. 2 include:

X_r, Y_r and Z_r – the coordinate system of the Roll frame (R);

X_s, Y_s and Z_s – the coordinate system of the Swing frame (S).

The directional cosine matrix converted from

the associated coordinate system to the coordinate system of the Roll frame is C_b^r , while the directional cosine matrix converted from the coordinate system of the Roll frame to the coordinate system of the Swing frame is C_r^s :

$$\begin{aligned} C_b^r &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \eta & \sin \eta \\ 0 & -\sin \eta & \cos \eta \end{bmatrix}; \\ C_r^s &= \begin{bmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha & 0 \\ -\sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (14)$$

Let the inertial rotational rate of the coordinate systems along its axes be: $\omega_{S/I}^S = [p_s \ q_b \ r_b]^T$;

$$\omega_{R/I}^R = [p_r \ q_r \ r_r]^T.$$

In this case, the vectors of the angular rate of inertia for the Roll frame and the Swing frame, respectively, take the form:

$$\omega_{R/I}^R = C_b^r \omega_{B/I}^B + [\dot{\eta} \ 0 \ 0]^T; \quad (15)$$

$$\omega_{S/I}^S = C_r^s \omega_{R/I}^R + [0 \ 0 \ \dot{\alpha}]^T. \quad (16)$$

By designating the matrices of inertia moments for the Roll frame and the Swing frame as J_R and J_S , respectively, the following is obtained:

$$\begin{aligned} J_R &= \begin{bmatrix} J_x^r & J_{xy}^r & J_{xz}^r \\ J_{xy}^r & J_y^r & J_{yz}^r \\ J_{xz}^r & J_{yz}^r & J_z^r \end{bmatrix}; \\ J_S &= \begin{bmatrix} J_x^s & J_{xy}^s & J_{xz}^s \\ J_{xy}^s & J_y^s & J_{yz}^s \\ J_{xz}^s & J_{yz}^s & J_z^s \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

By substituting (14), (15) and (16) into (4), the motion equation of Swing frame is:

$$\begin{aligned} J_z^s \dot{r}_s &= T_z + T_D^s; \\ T_D^s &= (J_x^s - J_y^s) p_s q_s + J_{xy}^s (p_s^2 - q_s^2) - \\ &\quad - J_{xz}^s (\dot{p}_s - p_s r_s) - J_{yz}^s (\dot{q}_s - p_s r_s). \end{aligned} \quad (17)$$

Expressions (5) and (17) show that the impact of disturbances caused by the cross-channel relationship for the two types of gimbal systems under study has similar characteristics. However, the disturbances arising from each rotation along the axes is different. Therefore, in order to minimize the impact of these disturbances, an optimal gimbal should be selected based on the motion properties of each carrier.

The dynamic equation of motion for the Roll channel is described as follows:

$$J^r \dot{p}_r = T_x + T_1 + T_2 + T_3 + T_4 + T_5 + T_6, \quad (18)$$

where

$$J^r = J_x^r + J_x^s \cos^2 \alpha + J_x^s \sin^2 \alpha + J_{xy}^s \sin(2\alpha); \quad (19)$$

$$\begin{aligned} T_1 &= - \left[J_{xy}^r + (J_y^s - J_x^s) \sin \alpha \cos \alpha + \right. \\ &\quad \left. + J_{xy}^s \cos(2\alpha) \right] (\dot{q}_r - p_s r_s); \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} T_2 &= - \left(J_{xz}^r + J_{xz}^s \cos \alpha + J_{yz}^s \sin \alpha \right) \times \\ &\quad \times (\dot{r}_r + p_r q_r); \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} T_3 &= - \left(J_{yz}^r + J_{xz}^s \sin \alpha \cos \alpha + J_{yz}^s \cos \alpha \right) \times \\ &\quad \times (q_r^2 + r_r^2); \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} T_4 &= \left[(J_y^r + J_x^s \sin^2 \alpha - J_{xy}^s \sin(2\alpha) + J_y^s \cos^2 \alpha) - \right. \\ &\quad \left. - (J_z^r + J_z^s) \right] q_r r_r; \end{aligned} \quad (23)$$

$$T_5 = - \left(J_{xz}^s \cos \alpha + J_{yz}^s \sin \alpha \right) \ddot{\alpha}; \quad (24)$$

$$\begin{aligned} T_6 &= - \left[(J_{xz}^s \cos \alpha + J_{yz}^s \sin \alpha) + \right. \\ &\quad \left. + (-J_x^s \sin(2\alpha) + 2J_{xy}^s \cos(2\alpha) + J_y^s \sin(2\alpha)) p_r \right] \dot{\alpha} - \\ &\quad - \left[(J_y^s - J_x^s) \cos(2\alpha) - 2J_{yz}^s \sin(2\alpha) + J_z^s \right] q_r \dot{\alpha}. \end{aligned} \quad (25)$$

The above equations provide a systematic understanding of the nature of the Roll channel movement in differential forms with respect to the angular rate around the axis X , where T_x is the total moments acting on this axis, including those

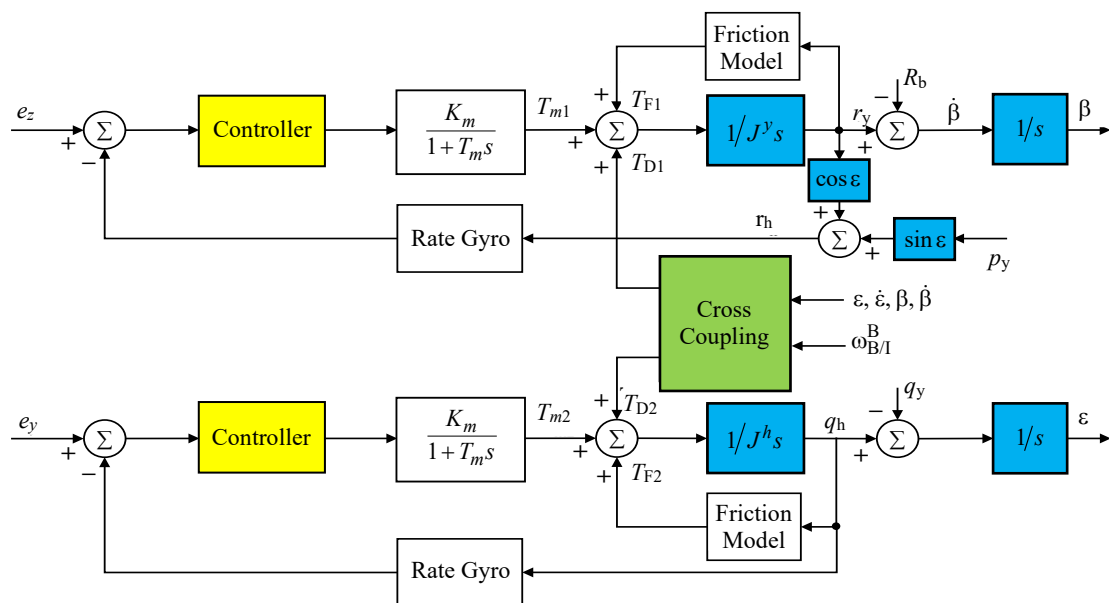


Fig. 3. Structure of control system using a Yaw-Pitch gimbal

generated by both the motor and friction. Equations (20)–(25) show the disturbance torques caused by the cross-channel relationship. In the absence of movement along the Swing channel, $\dot{\alpha} = 0$ and, hence, $T_5 = T_6 = 0$. In this case, the components $T_1 \div T_4$ are considered as moments caused by the cross-disturbance of a rigid body. However, in the presence of movement along the Swing channel, moments T_5, T_6 are understood as those generated by the object deformation.

Synthesis of a block diagram for a two-axis gimbal system. Fig. 3 presents a block diagram outlining the operation of a control system that stabilizes the line of sight using a two-axis Yaw-Pitch gimbal. This diagram was developed based on equations (2)–(13) and the model of cross-disturbance effects described by (6) and (9). In the diagram, a DC motor is used with a reduced transfer function in the form $\frac{K_m}{1 + T_m s}$ [12]. The struc-

ture diagram for a Swing-Roll two-axis gimbal system is built solely on the basis of equations (15)–(25). The controller is selected from an array of the known control laws, depending on the requirements of accuracy, noise damping, robustness, and simplicity of implementation. Since this work is aimed at investigating the impact of cross-disturbance effects and object movement on the stability of the line of sight, a canonical PI controller [7, 8] was selected for simulations. A study of

controllers in terms of damping noise and ensuring accuracy will be presented in another paper.

Disturbance torques that affect the performance of two-axis stabilization systems include not only effects caused by the cross-channel relationship due to imbalance, but also those caused by the drive system friction [13, 14]. Disturbance friction torques acting on the two gimbal systems are rather similar, since both of them have two axes. In addition, the effect of friction can be reduced by selecting a gimbal system manufactured according to a qualitative technology and a motor having a sufficient torque. Therefore, in this paper, the moment of friction is not considered.

Accordingly, this section will compare disturbance effects on the two-axis gimbal systems under study to provide a basis for selecting and synthesizing a line-of-sight stabilization control system for specific application domains.

In order to ensure the convergence of theoretical and actual data, all parameters were pre-calculated and re-calibrated using a parameter identification method [15]. The symbols e_y and e_z denote the angular error between the line of sight and the axis of the homing head issued by the target image tracking system (optical or radar).

Simulation results.

Input data. The input data is presented in Table 1, where K_p and K_i are obtained from the PID tuning tool of the MatLab software.

Tab. 1. Parameter values of the gimbal system

Nodes	Parameter
Motor	$\frac{K_m}{1+T_m S}$; $K_m = 0.85$; $T_m = 0.0135[s]$
Angular rate sensor	$\frac{\omega_g^2}{s^2 + 2\xi\omega_g s + \omega_g^2}$; $\xi = 0.7$; $\omega_g = 100 \text{ Hz}$
Moment of inertia	$J_Y = \begin{bmatrix} 0.0054 & -0.003 & -0.002 \\ -0.003 & 0.0025 & -0.003 \\ -0.002 & 0.003 & 0.0032 \end{bmatrix}$
	$J_H = \begin{bmatrix} 0.0024 & -0.001 & -0.0005 \\ -0.001 & 0.0012 & -0.001 \\ -0.0005 & 0.001 & 0.0018 \end{bmatrix}$
Controller	$K_p + \frac{K_i}{S}$

Simulation options. The simulation options are presented in Tab. 2, where P_b , Q_b and R_b are the angular rates of x -axis, y -axis, and z -axis of the body, respectively.

Tab. 2. Simulation scenes

Scene	Angular rate, deg/s		
	P_b	Q_b	R_b
1	0	0	0
2	0	1.5	12
3	0	12	1.5
4	180	1.5	1.5

Results. The simulation results for the Yaw-Pitch gimbal system under study are presented in Fig. 4, where Fig. 4, *a* shows the simulation results according to scenes 1–4 (S1 to S4) based on the input data (Tab. 1) for the Azimuth channel. Fig. 4, *b* displays the simulation results according to scenes 1–4 based on the input data (Tab. 1) for the Elevation channel.

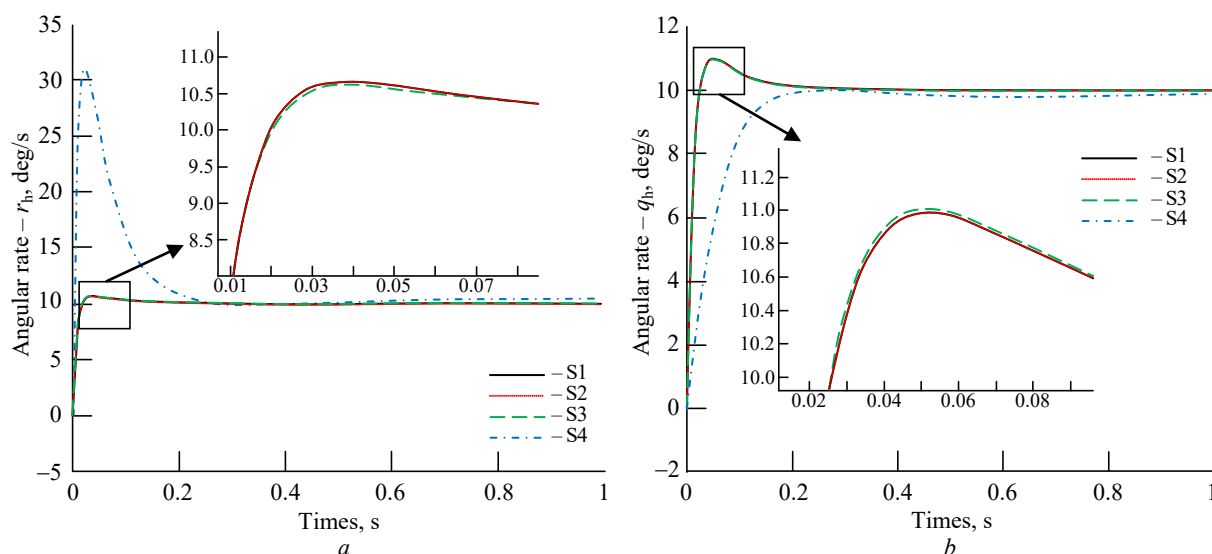


Fig. 4. Simulation results for the Yaw-Pitch gimbal system: *a* – azimuth channel; *b* – elevation channel

Simulation results for the Swing-Roll gimbal system are presented in Fig. 5, where Fig. 5, *a* shows the simulation results according to scenes 1–4 (S1 to S4) based on the input data (Tab. 1) for the Swing channel. Fig. 5, *b* displays the simulation results according to scenes 1–4 based on the input data (Tab. 1) for the Roll channel.

Discussion. The conducted simulations for the analyzed four cases of the carrier's rotation, which affects the stability and control performance of the two types of two-axis gimbals under study, have revealed the following.

1. Under the conditions where the carrier only maneuvers along the direction of motion without rotating around the x -axis (option 1–3), both gimbal systems produce relatively good results.

2. Under the conditions of the forth scene, when the carrier rotates around the x -axis, the Yaw-Pitch gimbal system underperforms greatly both in terms of overshoot, settling time, and steady-state error. These findings are consistent with the dynamics of the two types of gimbal systems synthesized using the mathematical models presented above.

3. When using a Yaw-Pitch gimbal system, the selection of some seeker types will require installation of an additional axis system to stabilize the body's rotation. This, as a result, will produce a three-axis gimbal system with a more complicated mechanical structure.

The conducted analysis shows that Swing-Roll gimbal systems outperform Yaw-Pitch gimbal systems in terms of their ability to expand the field of

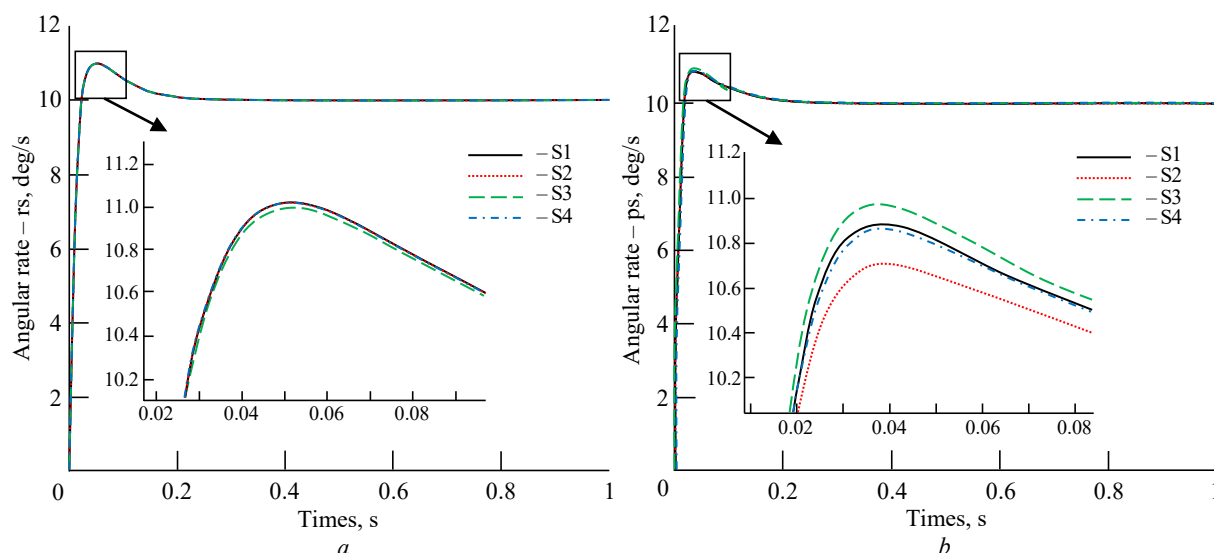


Fig. 5. Simulation results for the Swing-Roll gimbal system: *a* – Swing channel; *b* – Roll channel

view by eliminating negative cross-disturbance effects. However, Swing-Roll systems have the disadvantage of large mechanical dimensions due to the need to use a slip ring for the Roll axis. This increase the amount of calculations necessary to transform the coordinate system.

Conclusion. In this paper, we analyze solutions to the problem of stabilizing and controlling the trajectory of a homing head. Mathematical

models were synthesized for two standard two-axis gimbal systems – Yaw-Pitch and Swing-Roll – to investigate cross disturbance effects acting on these systems. Several typical cases were simulated for evaluating and comparing disturbance torque effects on the stability and control performance of various gimbal systems. The obtained results may serve as a basis for selecting a suitable gimbal system for specific practical purposes.

References

1. Hilkert J. Inertially Stabilized Platform Technology Concepts and Principles. IEEE Control Systems Magazine. 2008, vol. 28, no. 1, pp. 26–46. doi: 10.1109/MCS.2007.910256
2. Altan A., Hacıoğlu R. Modeling of Three-Axis Gimbal System on Unmanned Air Vehicle (UAV) under External Disturbances. 25th Signal Processing and Communications Applications Conf. (SIU), Antalya, Turkey, 15–18 May 2017. doi: 10.1109/SIU.2017.7960196
3. Ekstrand B. Equations of Motion for a Two-Axes Gimbal System. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2001, vol. 37, no. 3, pp. 1083–1091. doi: 10.1109/7.953259
4. Bai Y., Liu B., Guo L. Design and Analysis of Roll-Swing Imaging Seeker Scan Scheme. 2nd Intern. Conf. on Industrial Mechatronics and Automation, Wuhan, China, 30–31 May 2010. doi: 10.1109/ICINDMA.2010.5538080
5. Fang J., Yin R., Lei X. An Adaptive Decoupling Control for Three-Axis Gyro Stabilized Platform Based on Neural Networks. Mechatronics. 2015, vol. 27, pp. 38–46. doi: 10.1016/j.mechatronics.2015.02.002
6. Jiang H., Jia H., Wei Q. Analysis of Zenith Pass Problem and Tracking Strategy Design for Roll-Pitch Seeker. Aerospace Science and Technology. 2012, vol. 23, no. 1, pp. 345–351. doi: 10.1016/j.ast.2011.08.011
7. Li S., Zhong M., Zhao Y. Estimation and Compensation of Unknown Disturbance in Three-Axis Gyro-Stabilized Camera Mount. Transactions of the Institute of Measurement and Control. 2015, vol. 37, no. 6, pp. 732–745. doi: 10.1177/0142331214544498
8. Abdo M. M., Vali A. R., Toloei A. R., Arvan M. R. Stabilization Loop of a Two Axes Gimbal System Using Self-Tuning PID Type Fuzzy Controller. ISA transactions. 2014, vol. 53, no. 2, pp. 591–602. doi: 10.1016/j.isatra.2013.12.008
9. Bharali J., Buragohain M. Design and Performance Analysis of Fuzzy LQR; fuzzy PID and LQR Controller For Active Suspension System Using 3 Degree of Freedom Quarter Car Model. IEEE 1st Intern. Conf. on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES), Delhi, India, 4–6 July 2016. doi: 10.1109/ICPEICES.2016.7853369
10. Ghaeminezhad N., Daobo W., Farooq F. Stabilizing a Gimbal Platform Using Self-Tuning Fuzzy PID Controller. International J. of Computer Applications. 2014, vol. 93, no. 16, pp. 13–19.
11. Seong K.-J., Kang H.-G., Yeo B.-Y., Lee H.-P. The Stabilization Loop Design for a Two-Axis Gimbal System Using LQG/LTR Controller. SICE-ICASE Intern. Joint Conf., Busan, South Korea, 18–21 Oct. 2006. doi: 10.1109/SICE.2006.315268

12. Baskin M., Leblebicioğlu M. K. Robust Control for Line-of-Sight Stabilization of a Two-Axis Gimbal System. Turkish J. of Electrical Engineering & Computer Sciences. 2017, vol. 25, no. 5, pp. 3839–3853.

13. Van Geffen V. A Study of Friction Models and Friction Compensation. Holland, Eindhoven: Technische Universiteit Eindhoven, 2009. 24 p.

14. Yang H., Zhao Y., Li M. Study on the Friction Torque Test and Identification Algorithm for Gimbal

Axis of an Inertial Stabilized Platform. Proc. of the Institution of Mechanical Engineers, Part G: J. of Aerospace Engineering. 2016, vol. 230, no. 10, pp. 1990–1999. doi: 10.1177/0954410015620709

15. Abdo M., Vali A. R., Toloei A. Research on the Cross-Coupling of a Two Axes Gimbal System with Dynamic Unbalance. Intern. J. of Advanced Robotic Systems. 2013, vol. 10, no. 10, p. 357. doi: 10.5772/56963

Information about the authors

Ngoc Hung Nguyen, Master in "Control and Automation Engineering" (2014), postgraduate student, lecturer at the Department of Aerospace Control Systems of Le Quy Don Technical University. The author of 3 scientific publications. Area of expertise: image processing for thermal camera; digital signal processing; control and estimation theory and intelligent controller designing.

Address: Le Quy Don Technical University, 236 Hoang Quoc Viet St., Bac Tu Liem, Ha Noi, Viet Nam

E-mail: hungnn@lqdtu.edu.vn

Van Phan Do, PhD (Eng.) (2014), lecturer at the Department of Aerospace Control Systems of Le Quy Don Technical University. The author of 3 scientific publications. Area of expertise: control and automation; navigation and control; smart control and combined control.

Address: Le Quy Don Technical University, 236 Hoang Quoc Viet St., Bac Tu Liem, Ha Noi, Viet Nam

E-mail: dovanphanhv@gmail.com

Hoa Tien Vu, PhD (Eng.) (2005), Associate Professor (2014), specialist in systems engineering control and automation, visiting lecturer at the Department of Aerospace Control Systems of Le Quy Don Technical University. The author of 53 scientific works and 4 scientific publications. Area of expertise: systems automatic control for UAV; electronic technology; systems engineering.

Address: Le Quy Don Technical University, 236 Hoang Quoc Viet St., Bac Tu Liem, Ha Noi, Viet Nam

E-mail: hoatien57@yahoo.com

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.96

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2022-25-4-72-80>

Сравнительный анализ математических моделей слеящих радиовысотомеров

А. А. Монаков✉, А. А. Тарасенков

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

✉ a_monakov@mail.ru

Аннотация

Введение. Слеящие радиовысотомеры (РВ) малых высот широко используются в гражданской авиации. В этих РВ применяются непрерывные периодические частотно-модулированные сигналы, а измерение высоты основано на обработке сигнала биений. Для этого в РВ организуется замкнутый контур автоматического регулирования, задачей которого является поддержание частоты сигнала биений на фиксированном уровне за счет изменения параметров излучаемого сигнала – девиации частоты или периода частотной модуляции. Существует иной способ построения контура слежения за изменениями высоты, работа которого основана на использовании измерительной петли фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ), которая подстраивает опорный сигнал – копию излучаемого сигнала – для получения максимума взаимной корреляции сигнала биений и опорного сигнала. Является актуальным сравнение качества функционирования РВ с ФАПЧ с известными в настоящее время слеящими РВ при использовании различных типов частотной модуляции излучаемого сигнала.

Цель работы. Анализ влияния вида частотной модуляции излучаемого РВ сигнала на точность оценки высоты в РВ с измерительным контуром ФАПЧ, а также сравнительный анализ данного РВ с известными слеящими РВ.

Материалы и методы. Предложена математическая модель слеящих РВ и проведено математическое моделирование их работы для случая измерения высоты над гладкой плоской поверхностью.

Результаты. Сравнительный анализ слеящих РВ показал устойчивую работу измерительного контура ФАПЧ при работе с сигналами, использующими разные виды частотной модуляции (несимметричной и симметричной ЛЧМ, гармонической ЧМ). Оценки высоты в РВ с измерительным контуром ФАПЧ являются несмещенными, а их СКО при отношении сигнал/шум большем 10 дБ и при принятых в работе сценарных параметрах не превышает 3 см. Сравнение слеящего РВ с измерительным контуром ФАПЧ со слеящими РВ других типов показало, что СКО ошибки у данного типа РВ на порядок меньше.

Заключение. Слеящий высотомер, использующий измерительный контур ФАПЧ, может быть использован для измерения высоты полета воздушных судов. Качество получаемых оценок высоты у данного типа РВ лучше, чем у других известных слеящих РВ. Дальнейшие исследования будут связаны с изучением точности оценивания высоты у слеящих измерителей при работе по шероховатой поверхности и проведению натурных испытаний.

Ключевые слова: радиовысотомер малых высот, слеящий радиовысотомер, частотная модуляция, фазовая автоматическая подстройка частоты

Для цитирования: Монаков А. А., Тарасенков А. А. Сравнительный анализ математических моделей слеящих радиовысотомеров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 4. С. 72–80. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-72-80

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 27.04.2022; принята к публикации после рецензирования 01.06.2022; опубликована онлайн 28.09.2022



Comparative Analysis of Mathematical Models of Tracking Radio Altimeters

Andrey A. Monakov ✉, Andrey A. Tarasenkov

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

✉ a_monakov@mail.ru

Abstract

Introduction. Tracking radio altimeters of low altitudes are widely used in civil aviation. These devices use periodic frequency modulated continuous wave (FMCW) signals, while altitude measurements are based on processing the beat signal processing. For this purpose, a closed automatic control loop is arranged to maintain the frequency of the beat signal at a fixed level by changing parameters of the transmitted signal (the frequency deviation or the modulation period). An alternative approach to arranging the tracking loop for altitude variations is based on the use of a phase locked loop (PLL), which adjusts the reference signal – a copy of the emitted signal – to obtain the maximum cross-correlation of the beat and reference signals. A comparative analysis of short-range radio altimeters with other currently known tracking radio altimeters for various types of frequency modulation of the transmitted signal seems to be a relevant research task.

Aim. An analysis of the influence of the type of frequency modulation on the accuracy of altitude estimation in a PLL-based radar altimeter, as well as a comparative analysis of this altimeter with other known tracking altimeters.

Materials and methods. Mathematical models of tracking radio altimeters are proposed, and a computer simulation of their performance is carried out for the case of altitude estimation over a smooth flat surface.

Results. The conducted comparative analysis of tracking radio altimeters confirmed the effectiveness of the PLL when processing signals of different frequency modulation type (sawtooth, triangular, and harmonic FM). Altitude estimates produced by PLL-based radar altimeters are unbiased, with their standard deviation not exceeding 3 cm for the signal-to-noise ratio of greater than 10 dB and under the scenario parameters adopted in the work. The conducted comparison with other tracking altimeters showed that estimation errors of this radar altimeter are an order of magnitude smaller.

Conclusion. A PLL-based tracking radar altimeter can be used to estimate the height of the aircraft flight. The quality of altitude estimates produced by this device is higher than those produced by other known tracking radio altimeters. Further research and field tests will investigate the accuracy of altitude estimation when working over a rough surface.

Keywords: low-altitude radio altimeter, tracking radio altimeter, frequency modulation, phase locked loop

For citation: Monakov A. A., Tarasenkov A. A. Comparative Analysis of Mathematical Models of Tracking Radio Altimeters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 72–80. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-72-80

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

Submitted 27.04.2022; accepted 01.06.2022; published online 28.09.2022

Введение. Радиовысотомеры (РВ) малых высот с непрерывным сигналом широко используются в гражданской авиации [1–4]. Эти бортовые автономные системы позволяют измерять высоту воздушных судов вплоть до значений около 1500 м на основе частотного метода измерения дальности. Метод предполагает частотную модуляцию (ЧМ) излучаемого сигнала и измерение средней частоты сигнала биений (СБ), которая вне зависимости от вида модулирующего колебания пропорциональна высоте РВ над отражающей поверхностью. Принципиально возможны 3 вида ЧМ:

несимметричная линейная (НЛЧМ), симметричная линейная (СЛЧМ) и гармоническая (ГЧМ). На практике обычно используются пилообразные виды модуляции, поскольку для гармонической ЧМ характерен более широкий спектр СБ.

По типу измерителя РВ делятся на прямоотсчетные (неследящие) и следящие. В прямоотсчетных РВ измерение высоты происходит посредством оценки СБ [5–7], которая может быть реализована либо простым подсчетом числа пересечений СБ нулевого уровня, либо методами спектрального анализа. Следящие РВ

используют контур автоматического регулирования для поддержания постоянства средней частоты СБ при изменении высоты РВ [1, 8, 9]. Фиксация значения частоты СБ осуществляется подстройкой девиации или периода модуляции зондирующего сигнала.

В предыдущих работах авторов [9, 10] был предложен новый тип следящего РВ, в котором высота измеряется с помощью измерительного контура фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) [12]. Оценка параметров сигналов на основе ФАПЧ нашла применение в различных областях техники [13–17]. Поэтому логичным и естественным становится развитие этой технологии для использования в РВ при обработке СБ. Слежение за изменениями высоты в данном РВ реализуется за счет максимизации взаимной корреляции СБ и опорного сигнала (ОС). Фазовая структура ОС подобна фазовой структуре СБ. Это подобие поддерживается замкнутым контуром ФАПЧ.

Целью настоящей статьи является анализ влияния вида ЧМ излучаемого РВ сигнала на точность оценки высоты в РВ с измерительным контуром ФАПЧ, а также сравнительный анализ данного РВ со следящими РВ, в которых постоянство частоты СБ поддерживается подстройкой девиации частоты или периода модуляции зондирующего сигнала. Сравнительный анализ трех типов следящих РВ осуществлен в статье на основании их математических моделей.

РВ с измерительным контуром ФАПЧ. РВ непрерывного излучения с контуром ФАПЧ в качестве измерителя относится к классу ЛЧМ РВ малых высот [3, 4] и подробно описан в [9, 10]. Петля фазовой автоподстройки организована таким образом, чтобы происходила настройка ОС $e_r(t)$ по СБ $e_b(t)$, который получается на выходе смесителя приемника РВ.

Структурная схема измерительного контура ФАПЧ представлена на рис. 1. Контур состоит из фазометра ФМ, который вычисляет разность фаз $\Delta\Phi(t)$ СБ и ОС; фазового преобразователя ФП, выполняющего линейаризацию $\Delta\Phi(t)$ на периоде модуляции T_m ; генератора опорного сигнала ГОС; усредняющего сумматора $\bar{\Sigma}$, формирующего значение средней разности фаз

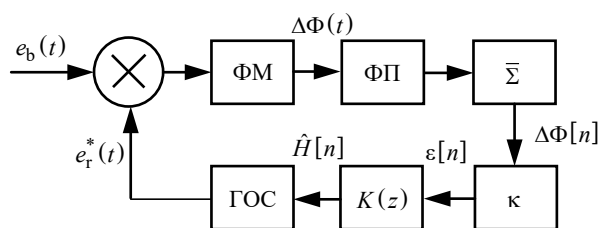


Рис. 1. Математическая модель измерительного контура ФАПЧ

Fig. 1. Simulation model of the Phase-Locked Loop (PLL)

$\Delta\Phi[n]$ на n -м периоде модуляции; масштабирующего преобразователя с коэффициентом передачи κ , выходным сигналом которого является сигнал ошибки ε ; цифрового сглаживающего фильтра $K(z)$, в состав которого входит интегрирующее звено нужного порядка астатизма. Выходным сигналом интегрирующего звена является оценка высоты $\hat{H}$. Благодаря контуру подстройки ОС в рассматриваемом РВ удастся создать режим слежения за высотой полета воздушных судов. В зависимости от вида используемой ЧМ математическая модель контура несколько изменяется: при НЛЧМ необходимость в ФП отпадает, поскольку на всем периоде модуляции частота СБ сохраняет свой знак. Зоны обращения фазы при этом виде модуляции практически не влияют на фазовую структуру СБ, так как их длительность равна времени задержки, а частота СБ на этих интервалах приближается к девиации частоты излучаемого сигнала и не попадает в полосу контура слежения. Кроме того, коэффициент передачи κ имеет различные значения для указанных видов ЧМ: $\kappa_{\text{НЛЧМ}} = c/\Delta\Omega$; $\kappa_{\text{СЛЧМ}} = c/(2\Delta\Omega)$; $\kappa_{\text{ГЧМ}} = c/(2\Delta\Omega)$.

Следящий РВ с подстройкой девиации. Данный РВ подробно исследован в [8]. Рассмотрим его математическую модель.

Пусть на n -м периоде модуляции длительностью T_m РВ излучает непрерывный сигнал $s_t(\tau, n)$, $0 \leq \tau \leq T_m$ с СЛЧМ, частота которого

$$\omega_t(\tau, n) = \begin{cases} v[n]\tau, & 0 \leq \tau \leq T_m/2; \\ 2\Delta\Omega[n] - v[n]\tau, & T_m/2 \leq \tau \leq T_m, \end{cases}$$

где $v[n] = 2\Delta\Omega[n]/T_m$ – скорость изменения частоты; $\Delta\Omega[n] = 2\pi\Delta F[n]$ – девиация частоты.

Частота принятого сигнала $s_r(\tau, n)$, если РВ находится над поверхностью на высоте H :

$$\omega_r(\tau, n) = \begin{cases} -v[n](\tau - \tau_H), & 0 \leq \tau \leq \tau_H; \\ v[n](\tau - \tau_H), & \tau_H \leq \tau \leq T_m/2 + \tau_H; \\ 2\Delta\Omega[n] - v[n](\tau - \tau_H), & T_m/2 + \tau_H \leq \tau \leq T_m, \end{cases}$$

где $\tau_H = 2H/c$ – время задержки.

Фаза СБ

$$e_b(\tau, n) = s_r(\tau, n)s_t^*(\tau, n) = \dot{\rho} \exp[i\varphi(\tau, n)],$$

где $*$ – комплексное сопряжение; $\dot{\rho}$ – комплексная амплитуда, равна:

$$\varphi(\tau, n) = \int_0^\tau [\omega_r(\tau, n) - \omega_t(\tau, n)] d\tau.$$

Мгновенная частота СБ

$$\omega_b(\tau, n) = \frac{d\varphi(\tau, n)}{d\tau} = [\omega_r(\tau, n) - \omega_t(\tau, n)]$$

изменяется во времени и равна:

$$\omega_b(\tau, n) = \begin{cases} (\tau_H - 2\tau), & 0 \leq \tau \leq \tau_H; \\ -\tau_H, & \tau_H \leq \tau \leq T_m/2; \\ 2\tau - \tau_H - T_m, & T_m/2 \leq \tau \leq T_m/2 + \tau_H; \\ \tau_H, & T_m/2 + \tau_H \leq \tau \leq T_m. \end{cases}$$

Как следует из последнего уравнения, $\omega_b(\tau, n) = -v[n]\tau_H < 0$ при $\tau_H \leq \tau \leq T_m/2$ и $\omega_b(\tau, n) = v[n]\tau_H > 0$ при $T_m/2 + \tau_H \leq \tau \leq T_m$. В силу знакопеременности $\omega_b(\tau, n)$ измерять частоту СБ следует отдельно для интервалов $[0, T_m/2]$ и $[T_m/2, T_m]$. Оценить частоту можно, вычисляя градиент фазы:

$$\begin{cases} \omega_- = \frac{1}{T_s} \arg \left[\int_0^{T_m/2 - T_s} e_b(\tau, n) e_b^*(\tau + T_s, n) d\tau \right]; \\ \omega_+ = \frac{1}{T_s} \arg \left[\int_{T_m/2}^{T_m - T_s} e_b(\tau, n) e_b^*(\tau + T_s, n) d\tau \right], \end{cases}$$

где T_s – период дискретизации СБ. Тогда оценка средней частоты СБ

$$\omega_b[n] = \frac{1}{2} |\omega_+ - \omega_-| \approx v[n]\tau_H.$$

Для измерения высоты носителя РВ в следающем режиме организуем следающий контур, который на каждом периоде модуляции сигнала подстраивает девиацию $\Delta\Omega[n]$ излучаемого сигнала таким образом, чтобы средняя частота СБ $\omega_b[n]$ была примерно постоянной и равной $\omega_b^{(0)}$. Учитывая, что время задержки τ_H при фиксированной частоте постоянно и не зависит от параметров сигнала РВ, существует следующая связь между средней частотой СБ и девиацией частоты излучаемого сигнала:

$$\frac{\omega_b[n]}{\Delta\Omega[n]} = \frac{\omega_b^{(0)}}{\Delta\Omega_0} = \frac{1}{\mu},$$

где $\Delta\Omega_0$ – девиация частоты, при которой $\omega_b(t) = \omega_b^{(0)}$; μ – постоянный коэффициент. Тогда

$$\Delta\Omega[n] = \Delta\Omega_0 + \mu [\omega_b[n] - \omega_b^{(0)}].$$

На основании данного уравнения для РВ рассматриваемого типа можно предложить математическую модель, структурная схема которой показана на рис. 2.

Модель работает следующим образом. Входным сигналом контура является частота настройки $\omega_b^{(0)}$. Сигнал ошибки $x[n] = \omega_b^{(0)} - \omega_b[n]$ поступает на сглаживающий фильтр, в состав которого входят интеграторы, обеспечивающие нужный порядок астатизма всего контура слежения. Выходной сигнал фильтра $y[n]$ поступает на усилительное звено с коэффициентом передачи μ . Выходной сигнал звена поступает

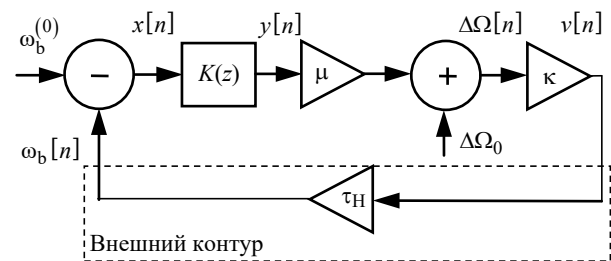


Рис. 2. Математическая модель следающего контура РВ с $\Delta F = \text{var}$

Fig. 2. Simulation model of the automatic control loop with $\Delta F = \text{var}$

на первый вход сумматора. На второй вход подается сигнал $\Delta\Omega_0$. В результате суммирования получается сигнал $\Delta\Omega[n]$. После прохождения звена с коэффициентом передачи $\kappa = 2/T_m$ из этого сигнала формируется сигнал, равный скорости изменения частоты излучаемого сигнала $v[n] = 2\Delta\Omega[n]/T_m$. Этот сигнал поступает на звено с коэффициентом передачи, равным времени задержки $\tau_H = 2H/c$, на выходе которого получается сигнал, равный средней частоте СБ $\omega_b[n]$. Таким образом моделируется внешний контур РВ – канал распространения сигнала.

Схемы следящих контуров при НЛЧМ и ГЧМ не отличаются от схемы на рис. 2, изменяется только значение коэффициента передачи κ при НЛЧМ – $\kappa = 1/T_m$.

Следящий РВ с подстройкой периода повторения. Данный принцип нашел широкое распространение в РВ отечественного производства и подробно исследован в [1, 9]. Рассмотрим следящий контур, который на каждом периоде модуляции подстраивает частоту модуляции $\Omega_m = 2\pi/T_m$ излучаемого сигнала таким образом, чтобы средняя частота СБ на n -м периоде модуляции $\omega_b[n]$ была фиксированной и равной $\omega_b^{(0)}$. Учитывая, что время задержки τ_H при фиксированной частоте постоянно и не зависит от параметров сигнала РВ, существует аналогичная предыдущему варианту следящего измерителя связь между средней частотой СБ и частотой модуляции излучаемого сигнала:

$$\frac{\omega_b(t)}{\Omega_m(t)} = \frac{\omega_b^{(0)}}{\Omega_{m0}} = \frac{1}{\mu},$$

где Ω_{m0} – частота модуляции, при которой $\omega_b(t) = \omega_b^{(0)}$; μ – постоянный коэффициент. Тогда

$$\Omega_m(t) = \Omega_{m0} + \mu[\omega_b(t) - \omega_b^{(0)}].$$

На основании данного уравнения для РВ рассматриваемого типа можно предложить ма-

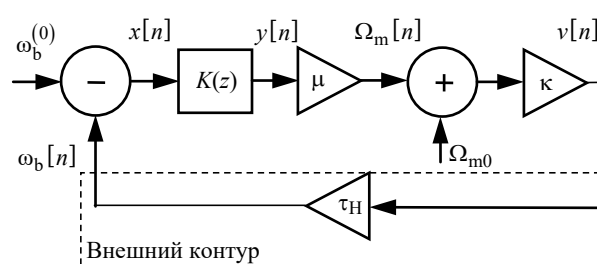


Рис. 3. Математическая модель следящего контура РВ с $T_m = \text{var}$

Fig. 3. Simulation model of the automatic control loop with $T_m = \text{var}$

тематическую модель следящего контура, структурная схема которой показана на рис. 3.

Коэффициент передачи $\kappa = \Delta\Omega/(2\pi) = \Delta F$ для НЛЧМ и $\kappa = \Delta\Omega/\pi = 2\Delta F$ для СЛЧМ и ГЧМ.

Оценка точности РВ. Качество оценки высоты рассмотренными моделями следящих РВ при излучаемых сигналах с НЛЧМ, СЛЧМ и ГЧМ исследуется в описываемой работе методом математического моделирования. Для математического эксперимента использованы следующие сценарные параметры:

- высота РВ $H = 150$ м;
- скорость движения носителя РВ $v = 0$ м/с;
- частота биений $\omega_b^{(0)} = 300$ кГц;
- девиация частоты $\Delta\Omega_0 = 100$ МГц;
- период модуляции $T_m = 1$ мс;
- частота свободных колебаний контура $\omega_c = 2\pi \cdot 10$ рад/с;
- перерегулирование следящего контура $\Delta = 0.3$;
- период дискретизации $T_s = 0.125$ мкс.

Цифровой фильтр следящих контуров РВ имеет второй порядок астатизма и синтезирован методом билинейного преобразования [18], используя в качестве аналогового прототипа линейное звено с коэффициентом передачи

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

где k – статический коэффициент усиления и τ – постоянная времени фильтра выбирались таким образом, чтобы замкнутый следящий контур имел заданные сценарные параметры ω_c и Δ .

Эксперимент организован таким образом, что для каждого вида ЧМ и типа следящего РВ были получены зависимости смещения b_H и среднеквадратической ошибки (СКО) σ_H оценки высоты от отношения сигнал/шум (ОСШ) q^2 . Результаты моделирования представлены на рис. 4–7.

Графики на рис. 4–7 свидетельствуют о том, что при $q^2 \leq 10$ дБ у РВ с измерительным контуром ФАПЧ могут возникать аномальные

ошибки, вызванные появлением локальных максимумов взаимной корреляционной функции СБ и ОС. При $q^2 \leq 10$ дБ оценки высоты в РВ с измерительным контуром ФАПЧ являются несмещенными ($b_H \approx 0$ м), а их СКО σ_H мала и не превышает 3.3 см при $q^2 = 10$ дБ. РВ с СЛЧМ и ГЛЧМ имеют примерно одинаковую точность. При $q^2 = 10$ дБ СКО оценок $\sigma_H = 1.3$ см. РВ с НЛЧМ-сигналом обладает худшей точностью по сравнению с РВ с СЛЧМ

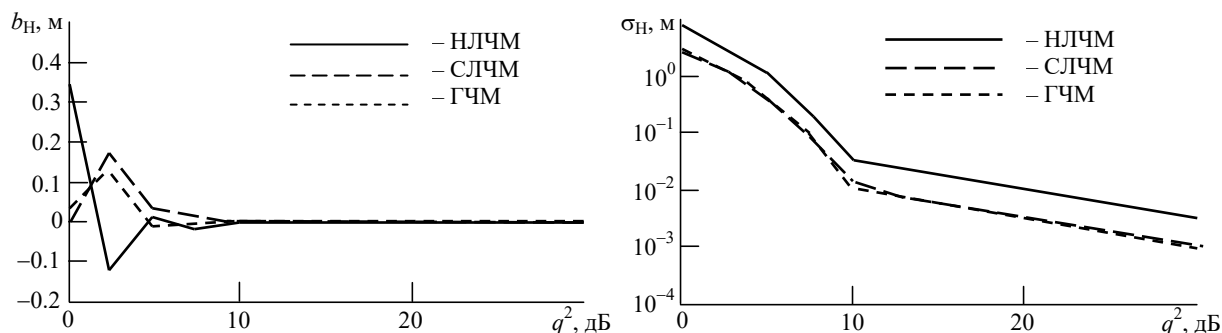


Рис. 4. Зависимости смещения и СКО оценки высоты от ОСШ для следящего РВ с контуром ФАПЧ при различных типах частотной модуляции излучаемого сигнала

Fig. 4. Plots of the altitude estimate bias and standard deviation versus the SNR for a PLL-based radio altimeter for different types of frequency modulation

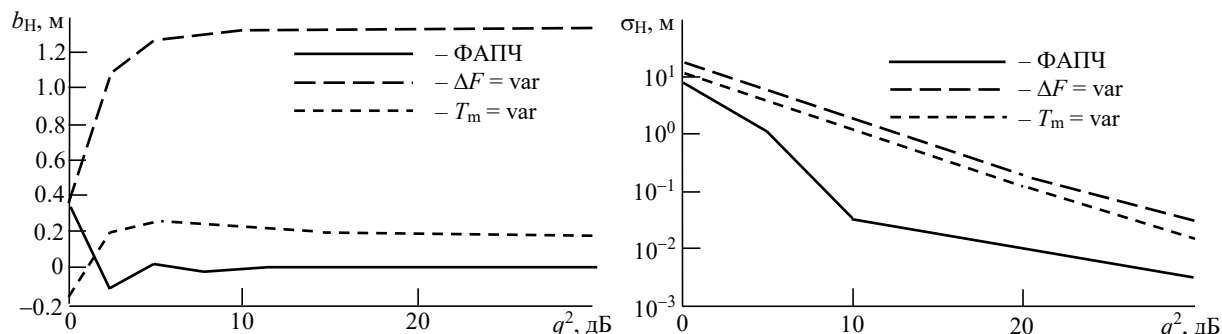


Рис. 5. Зависимости смещения и СКО оценки высоты от ОСШ для следящих РВ с НЛЧМ-сигналом

Fig. 5. Plots of the altitude estimate bias and standard deviation versus the SNR for radio altimeters transmitting the sawtooth frequency modulated signal

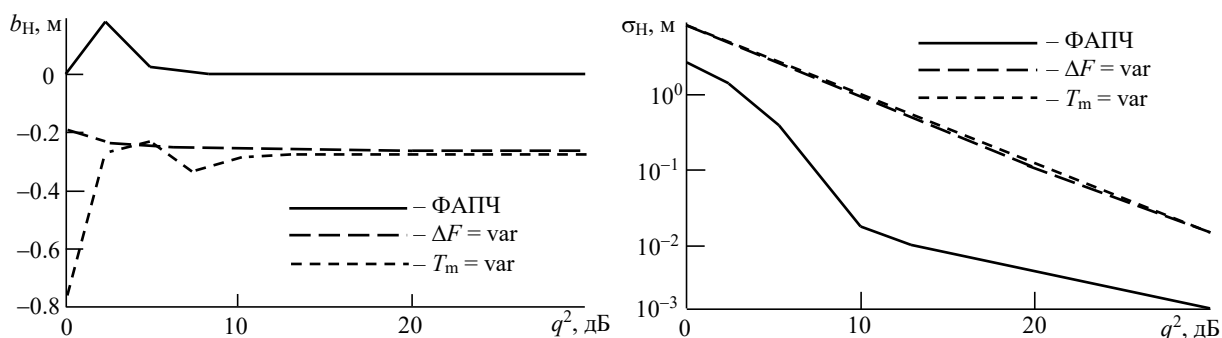


Рис. 6. Зависимости смещения и СКО оценки высоты от ОСШ для следящего РВ с СЛЧМ-сигналом

Fig. 6. Plots of the altitude estimate bias and standard deviation versus the SNR for radio altimeters transmitting the triangular frequency modulated signal

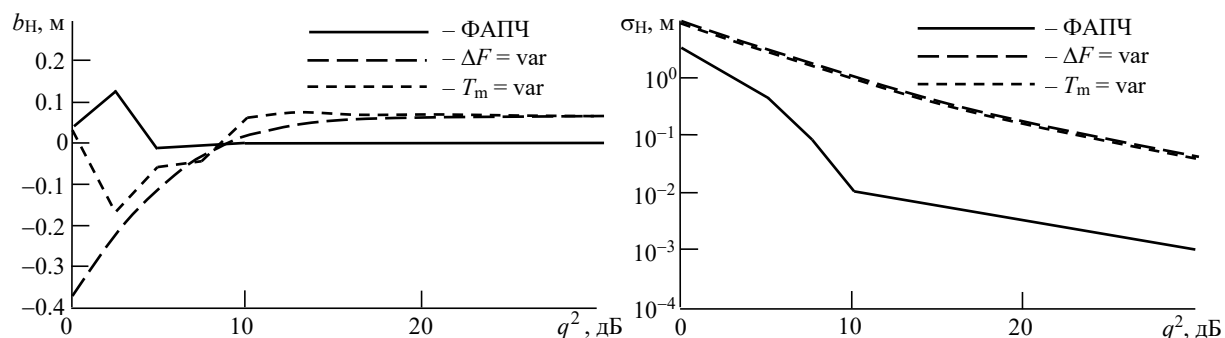


Рис. 7. Зависимости смещения и СКО оценки высоты от ОСШ для следящих РВ с ГЧМ-сигналом

Fig. 7. Plots of the altitude estimate bias and standard deviation versus the SNR for radio altimeters transmitting the harmonic frequency modulated signal

и ГЛЧМ. Причиной этого являются разрывы мгновенной частоты биений у СБ в зонах обращения фазы. В этих зонах значение частоты СБ близко к значению девиации частоты ΔF , и при моделировании эти зоны удалялись, поскольку СБ в эти интервалы времени выходит из полосы тракта обработки.

Сравнение следящего РВ с контуром ФАПЧ с двумя другими следящими РВ свидетельствует о безусловном превосходстве первого. Как видно из рис. 5–7, при любом виде ЧМ зондирующего сигнала оценки, получаемые в следящих РВ с подстройкой девиации частоты или периода модуляции, являются смещенными, а их СКО на порядок больше.

Заключение. Проведенный в работе анализ трех типов следящих РВ показал устойчивую работу измерительного контура ФАПЧ при излучении сигналов с разными видами ЧМ (несимметричной ЛЧМ, симметричной ЛЧМ, гармонической ЧМ). Наилучшие результаты по точности показали РВ с симметричной и гар-

монической ЧМ излучаемого сигнала, что объясняется отсутствием разрывов мгновенной частоты в зонах обращения фазы СБ при этих видах ЧМ. Оценки высоты в РВ с измерительным контуром ФАПЧ являются несмещенными. Зависимости их СКО от ОСШ носят характерный для оптимальных измерителей вид: при ОСШ меньше 10 дБ у этих зависимостей есть зона аномальных ошибок, при отношении сигнал/шум больше 10 дБ СКО оценок высоты уменьшается обратно пропорционально значению ОСШ и при принятых в работе сценарных параметрах не превышает 3 см. Сравнение следящего РВ с измерительным контуром ФАПЧ со следящими РВ других типов (с подстройкой девиации частоты или периода модуляции излучаемого сигнала) показало, что СКО ошибки у данного типа РВ на порядок меньше. Дальнейшие исследования будут связаны с изучением точности оценивания высоты у следящих измерителей при работе по шероховатой поверхности и проведению натурных испытаний.

Список литературы

1. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 2 / под ред. М. И. Скольника; пер. с англ. под общ. ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 680 с.
2. Radar handbook / ed. by M. I. Skolnik. 2nd ed. NY: McGraw-Hill, 1990. 1200 p.
3. Skolnik M. I. Introduction to radar systems. 2nd ed. NY: McGraw-Hill, 1980. 581 p.
4. Сосновский А. А., Хаймович И. А. Радиоэлектронное оборудование летательных аппаратов: справ. М.: Транспорт, 1987. 255 с.
5. Авиационная радионавигация: справ. / А. А. Сосновский, А. И. Хаймович, Э. А. Лутин, И. Б. Максимов; под ред. А. А. Сосновского. М.: Транспорт, 1990. 264 с.
6. Островитянов Р. В., Басалов Ф. А. Теория радиолокации протяженных целей. М.: Радио и связь, 1992. 232 с.
7. Vidmar M. Design Improves 4.3 GHz Radio Altimeter Accuracy // Microwaves & RF. 2005. Vol. 44, № 6. P. 57–70.
8. Improved Frequency Estimation Technique for FMCW Radar Altimeters / S. Reshma, P. R. Midhunkrishna, S. Joy, S. Sreelal, M. Vanidevi // Intern. Conf. on Recent Trends on Electronics, Information, Communication & Technology (RTEICT). Bangalore, India, 27–28 Aug. 2021. IEEE, 2021. P. 185–189. doi: 10.1109/RTEICT52294.2021.9573544

9. Жуковский А. П., Оноприенко Е. И., Чижов В. И. Теоретические основы радиовысотометрии / под ред. А. П. Жуковского. М.: Сов. радио, 1979. 320 с.

10. Тарасенков А. А. ЧМ-радиодальномер с дискретным следящим контуром // Датчики и системы. 2019. № 2. С. 40–44.

11. Пат. RU 207967 U1 G01S 13/34 (2021.08) H04L 25/03 (2021.08). Радиовысотометр с непрерывным излучением и фазовой автоподстройкой опорного сигнала / А. А. Монаков, А. А. Тарасенков. Оpubл. 29.11.2021. Бюл. № 34.

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

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

14. Xu W., Huang C., Jiang H. Analyses and Enhancement of Linear Kalman-Filter-Based Phase-Locked Loop // IEEE Transactions on Instrumentation

and Measurement. 2021. Vol. 70. P. 1–10, art. № 6504510. doi: 10.1109/TIM.2021.3112776

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

16. Chauhan A., Rout P., Singh K. M. Vibration Parameters Estimation using mHDF Filter in PLL Technique // Intern. Conf. on Computational Performance Evaluation (ComPE), Shillong, India, 18 Sept. 2020. IEEE, 2020. P. 649–653. doi: 10.1109/ComPE49325.2020.9200039

17. Sithamparanathan K. Digital-PLL Assisted Frequency Estimation with Improved Error Variance // IEEE Global Telecommunications Conf., New Orleans, USA, 8 Dec. 2008. IEEE, 2008. P. 1–5, doi: 10.1109/GLOCOM.2008.ECP.676

18. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов / пер. с англ. С. Ф. Боева. 3-е изд., испр. М.: Техносфера, 2012. 1049 с.

Информация об авторах

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

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

E-mail: a_monakov@mail.ru

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

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

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

E-mail: Wagir@mail.ru

References

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

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

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

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

5. Sosnovskii A. A., Khaimovich A. I., Lutin E. A., Maksimov I. B. *Aviatsionnaya radionavigatsiya: sprav.* [Air Navigation Aids. Handbook]. Moscow, Transport,

1990, 264 p. (In Russ.)

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

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

8. Reshma S., Midhunkrishna P. R., Joy S., Sreelal S., Vanidevi M. Improved Frequency Estimation Technique for FMCW Radar Altimeters. 2021 Intern. Conf. on Recent Trends on Electronics, Information, Communication & Technology (RTEICT). Bangalore, India,

27–28 Aug. 2021. IEEE, 2021, pp. 185–189. doi: 10.1109/RTEICT52294.2021.9573544

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

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

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

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

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

14. Xu W., Huang C., Jiang H. Analyses and Enhancement of Linear Kalman-Filter-Based Phase-Locked Loop. *IEEE Transactions on Instrumentation*

and Measurement. 2021, vol. 70, pp. 1–10, art. no. 6504510. doi: 10.1109/TIM.2021.3112776

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

16. Chauhan A., Rout P., Singh K. M. Vibration Parameters Estimation using mHDFT Filter in PLL Technique. Intern. Conf. on Computational Performance Evaluation (ComPE), Shillong, India, 18 Sept. 2020. IEEE, 2020, pp. 649–653. doi: 10.1109/ComPE49325.2020.9200039

17. Sithamparamanathan K. Digital-PLL Assisted Frequency Estimation with Improved Error Variance. IEEE Global Telecommunications Conf., New Orleans, USA, 8 Dec. 2008. IEEE, 2008, pp. 1–5. doi: 10.1109/GLOCOM.2008.ECP.676

18. Oppenheim, A., Schafer R. *Tsifrovaya obrabotka signalov* [Digital Signal Processing]. Transl. by Boev S. F., 3^d ed. Moscow, *Tekhnosfera*, 2012, 1049 p. (In Russ.)

Information about the authors

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

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

E-mail: a_monakov@mail.ru

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

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

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

E-mail: Wagir@mail.ru

Радиолокация и радионавигация

УДК 531.77, 531.383

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2022-25-4-81-89>

Алгоритмы повышения точности твердотельного волнового гироскопа

К. А. Смирнов[✉], Е. А. Зарубайло

АО "НИИ командных приборов", Санкт-Петербург, Россия

[✉] kiryasmirnof@gmail.com

Аннотация

Введение. Твердотельный волновой гироскоп (ТВГ) является одним из перспективных датчиков инерциальной информации, применяемых в составе навигационных систем летательных и космических аппаратов. В последнее десятилетие большое внимание уделяется проблеме повышения точности ТВГ. Одним из возможных решений актуальной проблемы повышения точности измерений инерциальных навигационных приборов является применение алгоритмов, что и послужило причиной проведения работы, по результатам которой написана настоящая статья.

В АО "НИИ командных приборов" в рамках научно-исследовательской работы разрабатывается датчик угловой скорости (ДУС) компенсационного типа на базе ТВГ с металлическим резонатором цилиндрической формы, электростатической системой возбуждения колебаний и съема информации, с цифровой обратной связью.

Цель работы. Разработать методы повышения точности ТВГ на основании связи между каналами измерения и возбуждения, а также с помощью учета погрешности замыкания обратной связи.

Материалы и методы. Для получения информации о выходном сигнале чувствительного элемента использовано быстрое преобразование Фурье. Для управления воздействием на чувствительный элемент применен ПИД-регулятор.

Результаты. Разработаны методы повышения точности ДУС на базе ТВГ посредством компенсации погрешностей выходного сигнала. Эксперименты подтвердили корректность работы предложенного метода. В результате применения разработанного алгоритма снижения нестабильности нулевого сигнала скорости среднеквадратическое отклонение этого сигнала в запуске уменьшилось на 76.4 %. В результате применения метода повышения точности с помощью некомпенсированной составляющей среднеквадратическое отклонение уменьшилось на 69.52 %.

Заключение. Результаты экспериментов наглядно демонстрируют возможность значительного улучшения характеристик прибора за счет применения различных математических алгоритмов обработки информации.

Ключевые слова: твердотельный волновой гироскоп, обработка сигнала, компенсация уходов

Для цитирования: Смирнов К. А., Зарубайло Е. А. Алгоритмы повышения точности твердотельного волнового гироскопа // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 4. С. 81–89. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-81-89

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 01.02.2022; принята к публикации после рецензирования 14.07.2022; опубликована онлайн 28.09.2022



Algorithms for Increasing the Accuracy of Solid-State Wave Gyroscopes

Kirill A. Smirnov✉, Ekaterina A. Zarubailo

JSC Research Institute of Command Devices, St Petersburg, Russia

✉ kirysmirnof@gmail.com

Abstract

Introduction. Wave solid-state gyroscopes (SWG) are promising sensors of inertial information used in the navigation systems of air- and spacecrafts. Over the past decade, much attention has been paid to the problem of improving the accuracy of SWGs. The accuracy of measurements performed by inertial navigation instruments can be increased by developing effective algorithms, which fact determines the relevance of the present study. Research works conducted at the JSC Research Institute of Command Instruments are aimed at developing a compensation-type angular velocity sensor (AVS) based on an SWG with a cylindrical metal resonator, an electrostatic system for excitation of oscillations and information readout, with a digital feedback.

Aim. To develop methods for increasing the accuracy of SWGs based on the connection between the measurement and excitation channels, as well as accounting for the uncompensated component.

Materials and methods. To obtain information about the output signal of the sensing element (SE), the fast Fourier transform (FFT) method was used. A PID controller was used to control the effect on the sensitive element.

Results. Methods for increasing the accuracy of an SWG-based AVS by means of compensating the output signal errors were proposed, whose correctness was confirmed experimentally. The use of the developed algorithm for reducing the instability of the zero-velocity signal allowed its root-mean-square deviation at startup to be decreased by 76.4 %. The application of the developed method for increasing the accuracy using the uncompensated component led to a decrease in the standard deviation by 69.52 %.

Conclusion. The obtained experimental results demonstrate the possibility of improving SWG characteristics significantly by using various mathematical algorithms for processing information.

Keywords: solid-state wave gyroscope, signal processing, drift compensation

For citation: Smirnov K. A., Zarubailo E. A. Algorithms for Increasing the Accuracy of Solid-State Wave Gyroscopes. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 81–89. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-81-89

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

Submitted 01.02.2022; accepted 14.07.2022; published online 28.09.2022

Введение. В основе работы любого твердотельного волнового гироскопа (ТВГ) лежит явление инертности стоячих упругих волн колебаний, впервые реализованное в 1982 г. американским физиком Д. Линчем [1]. Строго теоретически эффект инертности упругих волн для резонатора любой формы обоснован в 1983 г. российскими учеными-механиками В. Ф. Журавлевым и Д. М. Климовым [2].

ТВГ является одним из перспективных датчиков инерциальной информации, применяемых в составе навигационных систем летательных и космических аппаратов [3, 4]. В последнее десятилетие большое внимание уделяется проблеме повышения точности приборов указанного типа [5–8].

ТВГ сочетают в себе такие свойства, как надежность, низкая стоимость, высокая точность, малые габариты, малое время готовности, большой запас технического ресурса, сохранение инерциальной информации при кратковременном отключении электропитания. С момента открытия ТВГ прошло незначительное время, поэтому возможно дальнейшее повышение его точности и других характеристик.

В АО "НИИ командных приборов" в рамках научно-исследовательской работы создается датчик угловой скорости (ДУС) компенсационного типа на базе ТВГ. В процессе экспериментов с макетом выявлены взаимосвязи между параметрами напряжения в разных каналах макета. Под каналом в рассматриваемом случае

понимается соединенная пара электродов, напряжение на которых соответствует колебанию кромки чувствительного элемента (ЧЭ) в точке размещения электрода.

В ходе эксперимента выявлены и решены две проблемы. Первая заключалась в нестабильности нулевого сигнала. При статических испытаниях в измерительном канале наблюдается некоторая гармоническая составляющая напряжения, параметры которой непостоянны, что влияет на точность измерений. Для решения этой проблемы выявлена причина нестабильности и разработан алгоритм, снижающий влияние указанной составляющей сигнала.

Вторая проблема заключалась во влиянии методической погрешности замыкания обратной связи на точность измерений. Поскольку ТВГ является прибором компенсационного типа, точность полученных с его использованием измерений зависит, в том числе, от алгоритма замыкания обратной связи.

Так как синтез идеального регулятора невозможен из-за наличия нелинейности, вызванной свойствами материала резонатора и влиянием окружающей среды, а компенсация происходит с запаздыванием, было принято решение увеличить точность за счет сложения напряжения компенсации и некомпенсированной составляющей.

В настоящей статье описаны разработка и применение указанного алгоритма.

Описание исследуемой системы. Работа проводилась с макетом ТВГ, разработанным в АО "НИИ командных приборов", представляющим собой металлический резонатор цилиндрической формы (ЧЭ) $M1$ с электростатической системой возбуждения колебаний и съема информации (рис. 1). В качестве вычислительного устройства использовался 32-разрядный контроллер.

Система возбуждения и детектирования колебаний в ЧЭ представляет собой 4 пары диаметрально противоположных электродов $M2$, смещенных друг относительно друга в поперечном сечении на угол 45° , образующих 4 канала:

1. $E1-E5$ – возбуждения колебаний резонатора.
2. $E3-E7$ – измерения колебаний резонатора.
3. $E2-E6$ – измерения сигнала угловой скорости.
4. $E4-E8$ – компенсации выходного сигнала.

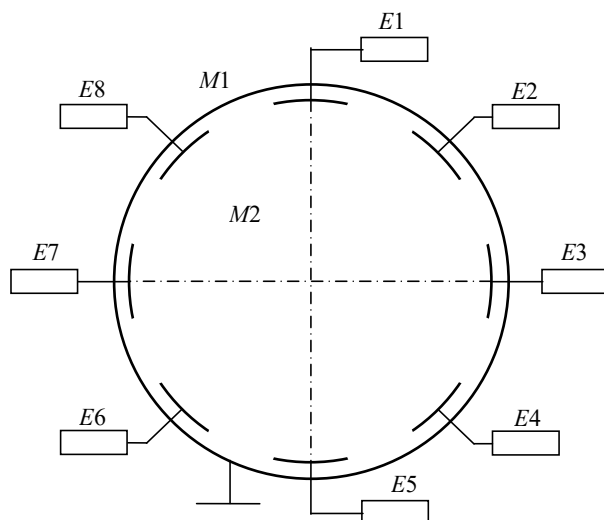


Рис. 1. Схема расположения электродов ТВГ

Fig. 1. A scheme of electrode positioning in a solid-state wave gyroscope

Корпус резонатора подключен к общему проводу.

В рассматриваемом макете применен позиционный метод возбуждения колебаний резонатора. Он заключается в том, что переменное напряжение с частотой, в 2 раза меньшей частоты собственных колебаний, подается на пару электродов канала возбуждения ($E1-E5$), расположенных на оси начальной ориентации стоячей волны. Возбуждение колебаний ЧЭ состоит из этапа начального возбуждения и этапа стабилизации амплитуды колебаний. Цель этапа начального возбуждения заключается в возбуждении в резонаторе колебаний заданной амплитуды на его резонансной частоте. Этот этап длится до достижения амплитуды колебаний, стремящейся к заданной. После этапа возбуждения начинается этап стабилизации амплитуды, который заключается в подаче напряжения, удерживающего заданную амплитуду колебаний в канале измерения колебаний резонатора ($E3-E7$) с высоким уровнем стабильности.

Для работы ТВГ в качестве ЧЭ необходимо реализовать две обратные связи – одну для контура возбуждения (между каналом возбуждения колебаний и каналом их измерения), другую для контура измерения угловой скорости (между каналом измерения сигнала угловой скорости ($E2-E6$) и каналом компенсации выходного сигнала ($E4-E8$)).

Математическое описание упругих колебаний резонатора. Контроль упругих колебаний

резонатора и измерение параметров волновой картины колебаний осуществляются с помощью системы силовых и измерительных электростатических электродов, расположенных вблизи свободного края резонатора. С помощью управляющих датчиков возбуждается первичная волна. При вращении гироскопа по причине инертных свойств волн возникает вторичная волна, пучности которой совпадают с узлами первичной волны. Результирующая волна является суперпозицией двух описанных волн, повернутых друг относительно друга на угол 90° . Инерциальная информация определяется измерением колебаний резонатора. В режиме вынужденных колебаний вычисляется угловая скорость гироскопа относительно инерциального пространства, т. е. гироскоп работает как датчик угловой скорости. В режиме свободных колебаний вычисляется угол поворота гироскопа в инерциальном пространстве, т. е. гироскоп работает в интегрирующем режиме.

В [9] исследуются погрешности таких гироскопов с различными формами колебательного резонатора. Погрешности изготовления резонатора (переменная плотность, толщина и др.) нарушают симметрию упругих свойств и приводят к биениям резонатора, в которых изгибные колебания совершаются на двух близких частотах [10].

Математическое описание упругих колебаний резонатора имеет вид [11]

$$\begin{aligned}\ddot{C}(t) - 1.6\Omega\dot{S}(t) + 2\zeta v\dot{C}(t) + v^2C(t) &= \\ &= -0.2f_1(t); \\ \ddot{S}(t) - 1.6\Omega\dot{C}(t) + 2\zeta v\dot{S}(t) + v^2S(t) &= \\ &= -0.2f_2(t),\end{aligned}\quad (1)$$

где $C(t)$, $S(t)$ – функции времени колебаний кромки резонатора, соответствующие напряжению в каналах $E3-E7$ и $E2-E6$ соответственно; Ω – измеряемая угловая скорость; v – собственная частота второй моды колебаний резонатора; ζ – коэффициент колебательности; $f_1(t)$, $f_2(t)$ – функции времени гармонических сил возбуждения и управления колебаниями соответственно.

Первое уравнение описывает упругие колебания резонатора по осям каналов $E1-E5$, $E3-E7$ (первичные колебания); второе – по осям каналов $E2-E6$, $E4-E8$ (вторичные колебания).

Если значением угловой скорости Ω можно пренебречь, уравнения (1) интегрируются независимо друг от друга. В противном случае уравнения связаны между собой за счет влияния сил Кориолиса.

Вхождение угловой скорости Ω в оба уравнения (1) показывает связь амплитуд первичных и вторичных колебаний при повороте ТВГ.

Компенсационный режим ДУС обеспечивается замыканием обратной связи в контуре измерения угловой скорости. Выходной сигнал ТВГ состоит из нескольких кратных гармоник. Рабочей является вторая гармоника, поскольку радиальное перемещение кромки резонатора на ней наибольшее.

Повысить точность гироскопа можно с помощью алгоритмов компенсации, использующих значения параметров ТВГ [12].

Математическое описание обработки выходного сигнала. Для работы с ЧЭ ТВГ необходимо выделить параметры рабочей гармоники – амплитуду и фазу.

Периодический сигнал $s(t)$ можно представить в виде [13]

$$s(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \sin(n\omega t) + B_n \cos(n\omega t)],$$

где A_0 , A_n , B_n – коэффициенты Фурье; ω – круговая частота; n – номер гармоники; t – время.

Исходя из этого представления можно рассчитать амплитуду и начальную фазу входящего сигнала, используя фурье-анализ [14, 15].

Из дискретного сигнала указанные параметры можно определить по следующим формулам [16]:

$$dA = \sum_{t=1}^N [X_t \sin(\omega t)]; \quad (2)$$

$$dB = \sum_{t=1}^N [X_t \cos(\omega t)]; \quad (3)$$

$$A = \frac{dA}{(TN_T) + 1}; \quad (4)$$

$$B = \frac{dB}{(TN_T) + 1}; \quad (5)$$

$$\text{Ampl} = \sqrt{A^2 + B^2}; \quad (6)$$

$$\varphi = \arctg(B/A), \quad (7)$$

где N – количество точек исследуемого массива; X_t – отсчет дискретного сигнала; ω – частота искомого сигнала; Ampl – амплитуда искомого сигнала; φ – начальная фаза искомого сигнала; T – период сигнала; N_T – количество периодов.

Выходным сигналом в канале скорости является сумма сигнала смещения стоячей волны от вращения основания прибора и сигнала компенсации. При известных параметрах амплитуды и фазы каждого из этих сигналов можно получить параметры выходного сигнала по формулам, применяемым для гармонических сигналов одинаковой частоты:

$$A_{K_{i-1}} \sin(\varphi_{K_{i-1}}) + A_{\text{изм}_i} \sin(\varphi_{\text{изм}_i}) = A_{K_i} \sin(\varphi_{K_i}); \quad (8)$$

$$A_{K_i} = \left[A_{K_{i-1}}^2 + A_{\text{изм}_i}^2 + 2 A_{K_{i-1}} A_{\text{изм}_i} \cos(\varphi_{K_{i-1}} - \varphi_{\text{изм}_i}) \right]^{0.5}; \quad (9)$$

$$\varphi_{K_i} = \arctg \frac{A_{K_{i-1}} \sin(\varphi_{K_{i-1}}) + A_{\text{изм}_i} \sin(\varphi_{\text{изм}_i})}{A_{K_{i-1}} \cos(\varphi_{K_{i-1}}) + A_{\text{изм}_i} \cos(\varphi_{\text{изм}_i})}, \quad (10)$$

где $A_{K_{i-1}}$ – амплитуда сигнала компенсации на предыдущем шаге; $A_{\text{изм}_i}$ – амплитуда смещения стоячей волны от вращения основания прибора; A_{K_i} – амплитуда выходного сигнала; $\varphi_{K_{i-1}}$ – начальная фаза сигнала компенсации на предыдущем шаге; $\varphi_{\text{изм}_i}$ – начальная фаза смещения стоячей волны от вращения основания прибора;

φ_{K_i} – начальная фаза выходного сигнала.

Таким образом происходит расчет параметров полезного сигнала в канале скорости и параметров напряжения в канале компенсации. На основании указанных расчетов определяются параметры сигнала, который нужно ввести в канал обратной связи в контуре измерения угловой скорости, в результате чего амплитуда выходного сигнала, измеряемого в канале скорости, должна стремиться к нулю.

Так как ТВГ является прибором компенсационного типа, параметры напряжения, которое подается на электроды $E4$, $E8$ (канал компенсации) для компенсации колебаний электродов $E2$, $E6$ (канал скорости), несут информацию об угловой скорости. На рис. 2 представлен результат математического моделирования данного алгоритма, где 1 – компенсируемый сигнал, состоящий из трех гармоник, до его фильтрации по формулам (2)–(7); 2 – компенсируемый сигнал после прохождения фильтра; 3 – сигнал компенсации. Вертикальной штрихпунктирной линией отмечен момент замыкания обратной связи.

Из результатов моделирования видно, что после замыкания обратной связи амплитуда компенсируемого сигнала не равна нулю. Данная некомпенсированная составляющая вызвана запаздыванием компенсации и методической погрешностью алгоритма.

Изменение напряжения в канале компенсации происходит на некотором интервале вре-

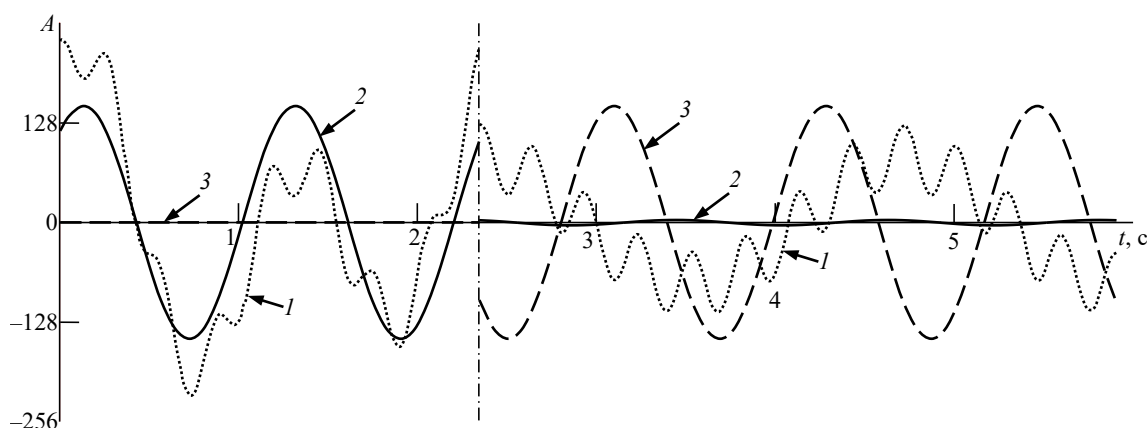


Рис. 2. Результат моделирования осциллограммы выходного сигнала в канале скорости:
1 – компенсируемый сигнал до фильтрации; 2 – компенсируемый сигнал после фильтрации; 3 – сигнал компенсации.
Штрихпунктирной линией отмечен момент замыкания обратной связи

Fig. 2. Results of modeling the waveform of an output signal in the velocity channel:
1 – compensated signal before filtering; 2 – compensated signal after filtering; 3 – compensation signal.
The moment of feedback closure is marked with a dash-dotted line

мени, поэтому напряжение компенсации можно представить в следующем виде:

$$U_{K_i} = \sum_{i=1}^N \Delta U_{\Omega_i};$$

$$\Delta U_{\Omega_i} = U_{K_{i-1}} - U(\Omega),$$

где U_{K_i} – напряжение компенсации на i -м шаге компенсации; ΔU_{Ω_i} – изменение напряжения на i -м шаге компенсации; $U(\Omega)$ – напряжение в канале скорости, вызванное угловой скоростью.

Значение сигнала, который несет информацию об угловой скорости, можно представить в следующем виде:

$$S_{изм_i} = U_{K_i} - U_0, \quad (11)$$

где U_0 – гармоническая составляющая сигнала, вызванная погрешностями изготовления.

Амплитуда сигнала, подаваемого для компенсации измерений скорости, несет информацию о значении угловой скорости, а фаза – о ее направлении. Расчет данных параметров происходит по формулам (2)–(7).

На основании зависимостей первичных и вторичных колебаний резонатора (1) разработаны описанные далее методы снижения погрешностей выходного сигнала ДУС на базе ТВГ.

Снижение неустойчивости нулевого сигнала скорости. Экспериментально выявлено, что в канале скорости присутствует гармоническая составляющая той же частоты, что и полезный сигнал. Данная составляющая была измерена как сигнал в канале скорости при отсутствии вращения. Также было экспериментально установлено, что изменение напряжения в канале возбуждения вследствие использования ПИД-регулятора в контуре возбуждения (который удерживает параметры первичных колебаний резонатора около постоянных значений) приводит к изменению этой составляющей и, как следствие, к неустойчивости нулевого сигнала скорости.

На основании данного наблюдения и наличия связи между колебаниями в каналах первичных и вторичных колебаний (1) разработан алгоритм уменьшения указанной неустойчивости с учетом изменения амплитуды напряжения возбуждения резонатора [12], блок-схема которо-

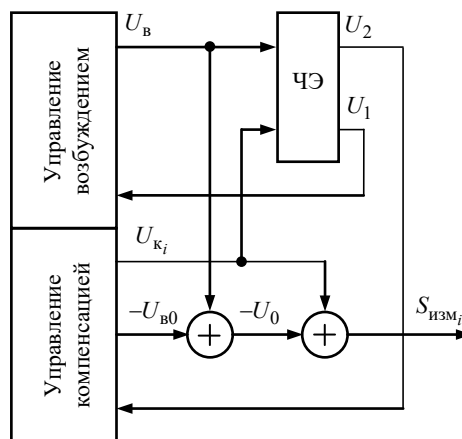


Рис. 3. Блок-схема алгоритма уменьшения неустойчивости нулевого сигнала скорости

Fig. 3. A block diagram of the algorithm for reducing the instability of the zero-velocity signal

го изображена на рис. 3, где U_B – напряжение возбуждения; U_K – напряжение компенсации; U_{B0} – начальное напряжение возбуждения; U_1 , U_2 – напряжения, вызываемые первичными и вторичными колебаниями резонатора соответственно. Сложение происходит по формулам (8)–(10).

Представленный алгоритм предназначен для повышения точности измерения угловой скорости. Испытания показали, что в результате применения алгоритма неустойчивость выходного сигнала значительно уменьшена. Результат испытания алгоритма на макете приведен на рис. 4.

После обработки выходного сигнала ТВГ

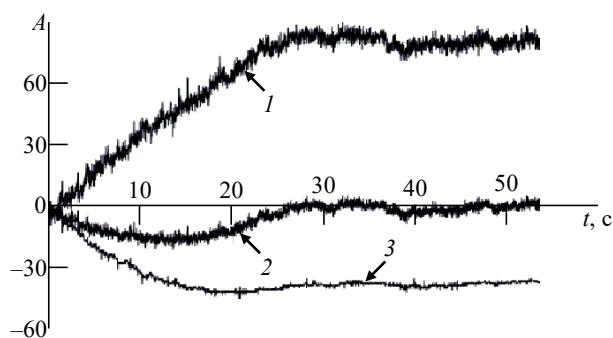


Рис. 4. Тестирование алгоритма снижения неустойчивости нулевого сигнала скорости:

1 – результат измерения амплитуды угловой скорости до применения алгоритма; 2 – то же, в результате применения алгоритма; 3 – амплитуда напряжения возбуждения U_B

Fig. 4. Testing the algorithm for reducing the instability of the zero-velocity signal: 1 – the result of measuring the amplitude of angular velocity deviation without the use of the developed algorithm; 2 – the same, but applying the algorithm; 3 – excitation voltage amplitude U_B

представленным алгоритмом среднее квадратическое отклонение нулевого сигнала скорости в запуске уменьшилось на 76.4 %.

Метод повышения точности с помощью некомпенсированной составляющей. Результат математического моделирования показал, что компенсация происходит с погрешностью (см. рис. 2). Для замыкания обратной связи используется ПИД-регулятор.

Напряжение в канале скорости – это разность напряжения компенсации на предыдущем шаге и напряжения, вызываемого наличием угловой скорости, а также погрешностью при замыкании обратной связи.

Для повышения точности измерений в (11) нужно добавить напряжение в канале скорости на текущем шаге (некомпенсированная составляющая). Это действие снизит погрешность измерения угловой скорости, вызванную погрешностью замыкания обратной связи, и позволит получать информацию об угловой скорости без запаздывания. Блок-схема данного алгоритма представлена на рис. 5, а результат коррекции – на рис. 6.

Как видно из рисунка, сигнал 2, получен-

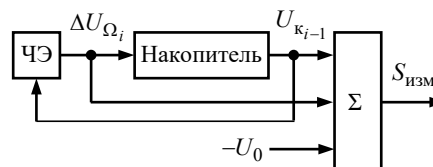


Рис. 5. Блок-схема алгоритма повышения точности с помощью некомпенсированной составляющей

Fig. 5. A block diagram of the developed algorithm for increasing the SWG accuracy using the uncompensated component

ный до корректировки, был скорректирован с помощью некомпенсированной составляющей 4. В результате коррекции был получен сигнал измерений с корректировкой 3. Полученный график значительно лучше совпадает с эталонным графиком 1. На этом основании можно сделать вывод, что алгоритм значительно повышает точность измерений. В результате использования алгоритма среднее квадратическое отклонение уменьшилось на 69.52 %.

Закключение. Описанные в настоящей статье алгоритмы повышения точности экспериментально проверены на макете, разработанном в рамках научно-исследовательской работы в АО "НИИ командных приборов". Электронные компоненты указанного макета не рассчитаны на обеспечение высокой точности, поэтому макет служит для ка-

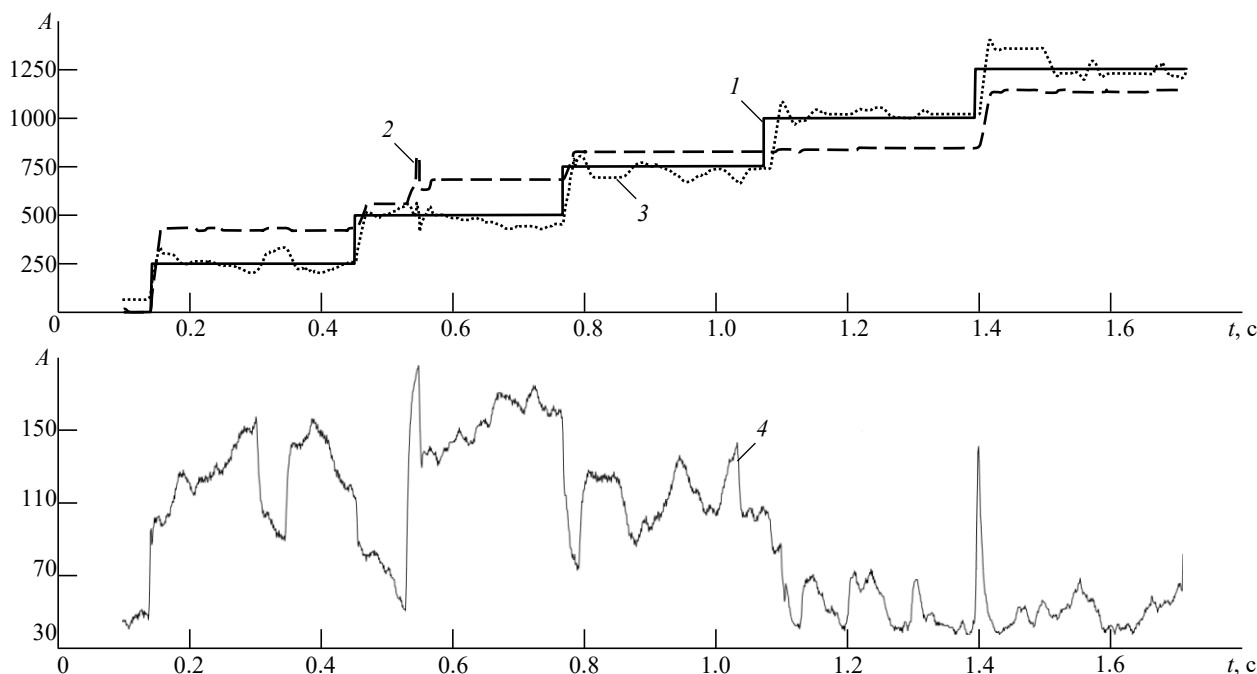


Рис. 6. Коррекция с помощью некомпенсированной составляющей:

1 – эталонные измерения; 2 – измерения без коррекции; 3 – измерения с коррекцией; 4 – сигнал в канале скорости

Fig. 6. Correction using the uncompensated component: 1 – reference measurements; 2 – measurements without correction; 3 – measurements with correction; 4 – signal in the velocity channel

чественной проверки эффективности описанных алгоритмов, а также для разработки новых методов работы с ЧЭ. В результате экспериментов получены данные, подтверждающие эффективность

разработанных решений. Результаты испытаний демонстрируют возможность улучшения характеристик прибора за счет применения различных алгоритмов обработки информации.

Список литературы

1. Loper E., Lynch D. D. The HRG: a new low-noise Inertial Rotation Sensor // Proc. 16th Joint Services Data Exchange for Inertial Systems, Los Angeles, USA, 16–18 Nov. 1982. P. 432–433.
2. Делэйе Ф. Бортовая инерциальная система координат Space Naute® для европейской ракеты-носителя "Ариан-6" на основе волнового твердотельного гироскопа // Гироскопия и навигация. 2018. Т. 26, № 4 (103). С. 3–13. doi: 10.17285/0869-7035.2018.26.4.003-013
3. Переляев С. Е. Обзор и анализ направлений создания бесплатформенных инерциальных навигационных систем на волновых твердотельных гироскопах // Новости навигации. 2018. № 2. С. 21–27.
4. Шишаков К. В. Системный анализ погрешностей информационного сигнала ТВГ и методов их компенсации // Интеллектуальные системы в производстве. 2012. № 1(19). С. 181–191.
5. Маслов Д. А., Меркурьев И. В. Линеаризация колебаний резонатора волнового твердотельного гироскопа и сил электростатических датчиков управления // Нелинейная динамика. 2017. Т. 3, № 3. С. 413–421. doi: 10.20537/nd1703008
6. Маслов Д. А., Меркурьев И. В. Компенсация погрешностей волнового твердотельного гироскопа с электростатическими датчиками управления // Инженерный журн.: наука и инновации. 2018. Вып. 9 (81). doi: 10.18698/2308-6033-2018-9-1800
7. Маслов Д. А. Идентификация и компенсация погрешностей волнового твердотельного гироскопа с электростатическими датчиками управления // Машиностроение и инженерное образование. 2018. № 1. С. 36–42.
8. Пешехонов В. Г. Перспективы развития гироскопии // Гироскопия и навигация. 2020. Т. 28, № 2 (109). С. 3–10. doi: 10.17285/0869-7035.0028
9. Asadian M. H., Wang Y., Shkel A. M. Development of 3D Fused Quartz Hemi-Toroidal Shells for High-Q Resonators and Gyroscopes // IEEE/ASME J. of Microelectro-

mechanical Systems. 2019. Vol. 28, № 6. P. 1380–1383. doi: 10.1109/JMEMS.2019.2945713

10. Компенсация уходов волнового твердотельного гироскопа, вызванных анизотропией упругих свойств монокристаллического резонатора / А. А. Маслов, Д. А. Маслов, И. В. Меркурьев, В. В. Подалков // Гироскопия и навигация. 2020. Т. 28, № 2 (109). С. 25–36. doi: 10.17285/0869-7035.0031

11. Структура и характеристики волнового микромеханического датчика угловой скорости с кольцевым резонатором / Л. А. Северов, В. К. Пономарев, А. И. Панферов, Н. А. Овчинникова // Гироскопия и навигация. 2014. № 3(86). С. 59–72.

12. Методы повышения точности твердотельного волнового гироскопа с помощью алгоритма обработки измерений / Е. А. Зарубайло, А. А. Берденев, М. В. Олышанников, К. А. Смирнов // Навигация и управление движением: материалы XXIII конф. молодых ученых с международным участием, СПб., 17 марта 2021 г. / АО «Концерн ЦНИИ "Электроприбор"», 2021. С. 161–162.

13. Соколова Н. В., Шароватов В. Т. Синтез нелинейных корректирующих устройств. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1985. 111 с.

14. Optimization of the Multigrid-Convergence Rate on Semi-Structured Meshes by local Fourier Analysis / B. Gmeiner, T. Gradl, F. Gaspar, U. Rude // Computers & Mathematics with Applications. 2013. Vol. 65, № 4. P. 694–711. doi: 10.1016/j.camwa.2012.12.006

15. 3D Drape Reconstruction and Parameterization Based on Smartphone Video and Elliptical Fourier Analysis / G. Wu, Z. Yu, A. Hussain, Y. Zhong // Procedia Computer Science. 2017. Vol. 108. P. 1552–1561. doi: 10.1016/j.procs.2017.05.057

16. Положенцев Д. С., Смирнов К. А. Система управления исполнительного электропривода силового гироскопического комплекса // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2019. № 8. С. 31–38.

Информация об авторах

Смирнов Кирилл Андреевич – магистр по направлению "Приборостроение" (2019), инженер 2-й категории АО "НИИ командных приборов". Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – программирование; инерциальные навигационные системы; теория автоматического управления. Адрес: АО "НИИ командных приборов", пр. Трамвайный, д. 16, Санкт-Петербург, 198216, Россия. E-mail: kiryasmirnof@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0003-0207-5703>

Зарубайло Екатерина Александровна – магистр по направлению "Приборы и системы ориентации, стабилизации и навигации" (2010), ведущий инженер АО "НИИ командных приборов". Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – гироскопия и навигация. Адрес: АО "НИИ командных приборов", пр. Трамвайный, д. 16, Санкт-Петербург, 198216, Россия. E-mail: zarubaylo_niikp@bk.ru

References

1. Loper E., Lynch D. D. The HRG: a new low-noise Inertial Rotation Sensor. Proc. 16th Joint Services Data Exchange for Inertial Systems. Los Angeles, USA, 16–18 Nov. 1982, pp. 432–433.
2. Delhay F. Spacenaute® the Hrg Based Inertial Reference System of Ariane 6 European Space Launcher. Gyroscopy and Navigation. 2018, vol. 26, no. 4 (103), pp. 3–13. doi: 10.17285/0869-7035.2018.26.4.003-013 (In Russ.)
3. Perelyaev S. Y. Review and Analysis of the Lines of Development of Strapdown Inertial Navigation Systems on the Basis of Hemispherical Resonator Gyroscopes. Navigation News. 2018, no. 2, pp. 21–27. (In Russ.)
4. Shishakov K. V. System Analysis of Information Signal Errors of Solid Wave Gyro and Methods of Their Compensation. *Intellekt. Sist. Proizv.* 2012, no. 1(19), pp. 181–191. (In Russ.)
5. Maslov D. A., Merkuriev I. V. The Linearization for Wave Solid-State Gyroscope Resonator Oscillations and Electrostatic Control Sensors Forces. Russian J. of Nonlinear Dynamics. 2017, vol. 3, no. 3, pp. 413–421. doi: 10.20537/nd1703008 (In Russ.)
6. Maslov D. A., Merkuriev I. V. Error Correction in Solid-State Wave Gyroscope with Electrostatic Control Sensors. 2018, vol. 9(81). doi: 10.18698/2308-6033-2018-9-1800 (In Russ.)
7. Maslov D. A. Identification and Errors Compensation Methods for Wave Solid-State Gyroscope with Electrostatic Control Sensors. *Mashinostroyeniye i inzhenernoye obrazovaniye*. 2018, no. 1, pp. 36–42. (In Russ.)
8. Peshekhonov V. G. The Author of Precision Gyroscope. Gyroscopy and Navigation. 2020, vol. 28, no. 2 (109), pp. 3–10. doi: 10.17285/0869-7035.0028 (In Russ.)
9. Asadian M. H., Wang Y., Shkel A. M. Development of 3D Fused Quartz Hemi-Toroidal Shells for High-Q Resonators and Gyroscopes. IEEE/ASME J. of Microelectromechanical Systems. 2019, vol. 28, no. 6, pp. 1380–1383. doi: 10.1109/JMEMS.2019.2945713
10. Maslov A. A., Maslov D. A., Merkuriev I. V., Podalkov V. V. Compensation of Wave Solid-State Gyro Drifts Caused by Anisotropy of Elastic Properties of a Single-Crystal Resonator. Gyroscopy and Navigation. 2020, vol. 28, no. 2 (109), pp. 25–36. doi: 10.17285/0869-7035.0031 (In Russ.)
11. Severov L. A., Ponomarev V. K., Panferov A. I., Ovchinnikova N. A. The Structure and Characteristics of a Vibratory Micromechanical Rate Sensor with the Ring Resonator. Gyroscopy and Navigation. 2014, no. 3 (86), pp. 59–72. (In Russ.)
12. Zarubaylo E. A., Berdenov A. A., Olshanikov M. V., Smirnov K. A. Methods of Improving the Accuracy of a Solid-State Wave Gyroscope By Means Of a Measurement Processing Algorithm. Proc. of the XXIII Conf. of Young Scientists "Navigation and Traffic Control", SPb, 17 March 2021, pp. 161–162. (In Russ.)
13. Sokolova N. V., Sharovarov V. T. *Sintez nelineynykh korrektiruyushchikh ustroystv* [Synthesis of Non-Linear Corrective Devices]. *Energoatomizdat*. 1985, 111 p. (In Russ.)
14. Gmeiner B., Gradl T., Gaspar F., Rude U. Optimization of the Multigrid-Convergence Rate on Semi-Structured Meshes by local Fourier Analysis. Computers & Mathematics with Applications. 2013, vol. 65, no. 4, pp. 694–711. doi: 10.1016/j.camwa.2012.12.006
15. Wu G., Yu Z., Hussain A., Zhong Y. 3D Drape Reconstruction and Parameterization Based on Smartphone Video and Elliptical Fourier Analysis. Procedia Computer Science. 2017, vol. 108, pp. 1552–1561. doi: 10.1016/j.procs.2017.05.057
16. Polozhentsev D. S., Smirnov K. A. Control System of Control Moment Gyroscope Electric Drive. Proc. of Saint Petersburg Electrotechnical University J. 2019, no. 8, pp. 31–38. (In Russ.)

Information about the authors

Kirill A. Smirnov, Master of Science on Instrumentation (2019), 2nd category engineer of the JSC Research Institute of Command Instruments. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: programming; inertial navigation systems; automatic control theory.

Address: JSC Research Institute of Command Instruments, 16, Tram Pr., St Petersburg 198216, Russia

E-mail: kiryasmirnof@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0003-0207-5703>

Ekaterina A. Zarubailo, Master of Science on Devices and systems of orientation, stabilization and navigation (2010), Lead engineer of the JSC Research Institute of Command Instruments. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: gyroscopy and navigation.

Address: JSC Research Institute of Command Instruments, 16, Tram Pr., St Petersburg 198216, Russia

E-mail: zarubaylo_niikp@bk.ru

Алгоритм калибровки микроэлектромеханических инерциальных датчиков

Нгуен Чонг Иен, Нгуен Куок Хань, Ха Мань Тханг

Государственный технический университет им. Ле Куй Дона, Ханой, Вьетнам

✉ trongyen@lqdtu.edu.vn

Аннотация

Введение. Систематические ошибки микроэлектромеханических (МЭМС) инерциальных датчиков, относящиеся к ошибкам смещения нуля, масштабного коэффициента и неортогональности чувствительных осей, являются источниками погрешностей бесплатформенных инерциальных навигационных систем (БИНС). Некомпенсированные ошибки датчика со временем накапливаются как ошибки состояния движения, из-за чего снижается точность БИНС. Следовательно, калибровка МЭМС инерциальных датчиков является важной задачей. Недостаток существующих методов калибровки датчиков – жесткое требование к точности начальной выставки чувствительных осей датчиков относительно опорной системы координат, что приводит к трудности и увеличению времени начальной выставки. Для преодоления этой проблемы необходимы разработка и исследование новых методов калибровки МЭМС-датчиков.

Цель работы. Разработка алгоритма калибровки МЭМС-датчиков, инвариантного к угловой ориентации чувствительных осей датчиков относительно опорной системы координат при начальной установке.

Материалы и методы. Используется стандартная математическая модель выходных сигналов триады микроэлектромеханического акселерометра (ММА), рассмотренная в российских и зарубежных учебниках и публикациях о современных методах испытаний и калибровки датчиков за последние 10 лет. Предлагаемый алгоритм калибровки датчиков выполняется методом наименьших квадратов при реализации позиционирования ММА в гравитационном поле Земли. Апробация выполняется посредством обработки сигналов, записанных от трехосного ММА ADXL325.

Результаты. Алгоритм определения калибровочных параметров датчиков вне зависимости от начальной выставки чувствительных осей датчиков относительно опорной системы. Представление простой альтернативной конструкции средства для испытания МЭМС-датчиков.

Заключение. Предлагается метод калибровки МЭМС инерциальных датчиков, отличающийся от традиционных методов калибровки тем, что результаты определения калибровочных коэффициентов ММА не зависят от его углового положения относительно географической системы координат, что позволяет повысить достоверность получаемых результатов и упростить конструкцию средства испытаний. Результаты работы значимы для повышения точности БИНС на основе МЭМС инерциальных датчиков.

Ключевые слова: калибровка, метод наименьших квадратов, инерциальный датчик, микроэлектромеханическая система, калибровочные параметры

Для цитирования: Нгуен Чонг Иен, Нгуен Куок Хань, Ха Мань Тханг. Алгоритм калибровки микроэлектромеханических инерциальных датчиков // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 4. С. 90–104. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-90-104

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 28.04.2022; принята к публикации после рецензирования 26.05.2022; опубликована онлайн 28.09.2022

A Calibration Algorithm for Microelectromechanical Inertial Sensors

Nguyen Trong Yen, Nguyen Quoc Khanh, Ha Manh Thang

Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

✉ trongyen@lqdtu.edu.vn

Abstract

Introduction. Systematic errors of microelectromechanical (MEMS) inertial sensors, such as those related to zero drift, scale factor, and nonorthogonality of sensitive axes, are the main sources of errors in strapdown inertial navigation systems (SINS). Uncompensated sensor errors accumulate over time as motion state errors, thus reducing the overall accuracy of SINS. Consequently, calibration of inertial sensors is a relevant research task. The disadvantage of existing sensor calibration methods consists in a strict requirement for the initial alignment of sensitive sensor axes relative to a reference coordinate system, which complicates the entire process of calibration. Therefore, alternative methods for MEMS sensor calibration should be developed.

Aim. To develop a calibration algorithm for microelectromechanical (MEMS) sensors, which allows calibrating sensors regardless of the angular orientation of the sensor axes relative to a reference coordinate system at the initial installation, as well as to simplify the design of testing tools.

Materials and methods. Publications in national and international journals on the theory of calibration of inertial sensors were reviewed. A calibration algorithm was developed based on the least squares method.

Results. An algorithm for determining the calibration parameters of sensors regardless of the initial alignment of the sensor sensitive axes relative to a reference system was developed. A simple alternative design for testing MEMS sensors was proposed.

Conclusion. The method of calibrating MEMS inertial sensors proposed in this work differs from conventional calibration methods by increased reliability of the results and a simplified design of testing tools. Importantly, the results of determining the calibration coefficients of a micromechanical accelerometer (MMA) do not depend on its angular position relative to a geographic coordinate system (GCS). This work contributes to improving the accuracy of SINS based on MEMS inertial sensors.

Keywords: calibration, least-squares method, inertial sensor, microelectromechanical system, calibration parameters

For citation: Nguyen Trong Yen, Nguyen Quoc Khanh, Ha Manh Thang. A Calibration Algorithm for Microelectromechanical Inertial Sensors. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 90–104. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-90-104

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

Submitted 28.04.2022; accepted 26.05.2022; published online 28.09.2022

Введение. Несмотря на такие преимущества, как автономность, непрерывная и высокоскоростная выработка информации и помехозащищенность, бесплатформенные инерциальные навигационные системы (БИНС) имеют недостаток – накопление погрешностей с течением времени при интегрировании. Это обусловлено неизбежной погрешностью (дрейфом) показаний инерциальных чувствительных элементов и ошибкой ввода начальных условий [1–3]. В связи с этим вопросам калибровки уделяется особое внимание.

В качестве систематических погрешностей микроэлектромеханических (МЭМС) инерциальных датчиков выделяют ошибки смещения нуля, масштабного коэффициента и неортого-

нальности чувствительных осей. Для снижения систематических ошибок используются методы лабораторной калибровки как в статическом, так и в динамическом режимах [4–12], но основным недостатком этих методов является жесткое требование к точности задания углов ориентации платформы стенда, используемого для калибровки. В [13] был реализован метод калибровки инерциальных датчиков независимо от погрешности начальной установки средства испытаний относительно плоскости горизонта, при этом допустимый угол отклонения от плоскости горизонта планшайбы стенда был указан в пределе $\sim 1'$. Основным недостатком этого метода заключается в необходимости

выравнивания чувствительных осей датчиков относительно направления вектора гравитационного ускорения при начальной установке акселерометров на стенде с высокой точностью (16 специальных позиций). Это приводит к довольно жестким требованиям по начальной выставке чувствительных осей относительно вертикального направления, а также увеличивает общее время калибровки. Для преодоления этого недостатка в [14] был предложен модифицированный многопозиционный метод на основе метода наименьших квадратов (МНК), с помощью которого калибровка датчиков выполнялась по данным, полученным в произвольных угловых положениях. Однако использованный алгоритм решения уравнения нелинейной функции ошибки достаточно сложен. Предлагаемая статья посвящена новому алгоритму линеаризации нелинейной функции ошибки при использовании МНК для выполнения калибровки МЭМС-датчиков, благодаря которому можно выполнить калибровку независимо от угловой ориентации чувствительных осей датчиков относительно опорной системы координат при начальной установке, а также упростить конструкцию средства испытаний. В качестве примера рассматривается калибровка триады микромеханического акселерометра (ММА).

Методы. Введем следующие системы координат (рис. 1):

$OX_gY_gZ_g$ – географическая система координат (ГСК), OZ_g направлена по вертикали;

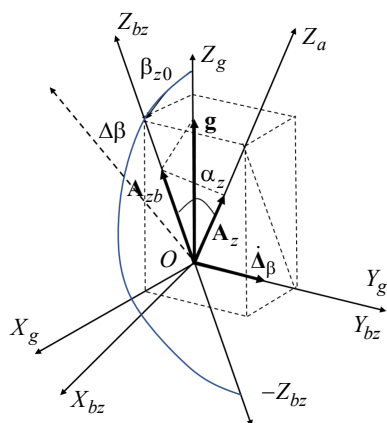


Рис. 1. Ориентация чувствительной оси Z_a акселерометра относительно ГСК

Fig. 1. Orientation of the accelerometer sensitive axis Z_a relative to a GCS

$OX_aY_aZ_a$ – система координат, связанная с чувствительными осями акселерометров;

$OX_{bx}Y_{bx}Z_{bx}$ – первая базовая система, при этом ось OY_{bx} совпадает с осью OY_g , ось OZ_{bx} находится на линии пересечения плоскости OX_gZ_g и плоскости, созданной двумя векторами OY_g и OX_a , и направлена по положительному направлению вектора OX_a , ось OX_{bx} дополняет систему координат до правой ортогональной;

$OX_{by}Y_{by}Z_{by}$ – вторая базовая система, при этом ось OY_{by} совпадает с осью OY_g , ось OZ_{by} находится на линии пересечения плоскости OX_gZ_g и плоскости, созданной двумя векторами OY_g и OY_a , и направлена по положительному направлению вектора OY_a , ось OX_{by} дополняет систему координат до правой ортогональной;

$OX_{bz}Y_{bz}Z_{bz}$ – третья базовая система, при этом ось OY_{bz} совпадает с осью OY_g , ось OZ_{bz} находится на линии пересечения плоскости OX_gZ_g и плоскости, созданной двумя векторами OY_g и OZ_a , и направлена по положительному направлению вектора OZ_a , ось OX_{bz} дополняет систему координат до правой ортогональной.

Оси OX_a, OY_a, OZ_a представляются как чувствительные оси отдельно для каждого одноосного акселерометра (для последующего определения смещений нулей). Пусть система координат $OX_aY_aZ_a$ при начальной выставке занимает произвольное угловое положение относительно ГСК, так, чтобы ни одна из трех чувствительных осей не совпадала с осью OY_g . Тогда углы $\beta_{x0}, \beta_{y0}, \beta_{z0}$ между осями OZ_g и $OZ_{bx}, OZ_{by}, OZ_{bz}$ соответственно и углы $(90^\circ - \alpha_x), (90^\circ - \alpha_y), (90^\circ - \alpha_z)$ между осями OX_a, OY_a, OZ_a и OY_g соответственно; $\Delta\beta$ – вектор угловой скорости вращения системы $OX_gY_gZ_g$ вокруг оси OY_g . Для примера, на рис. 1 изображено начальное положение чув-

ствительной оси OZ_a относительно ГСК. При этом A_{zb} – проекция вектора $\mathbf{g}$ на ось Z_{bz} ; A_z – проекция вектора A_{zb} на ось Z_a .

1. Математическая модель показаний датчиков. В качестве математической модели, описывающей выходной сигнал триады ММА $\tilde{A}_x, \tilde{A}_y, \tilde{A}_z$, широко используется следующее выражение [13]:

$$\begin{bmatrix} \tilde{A}_x \\ \tilde{A}_y \\ \tilde{A}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_x^a & 0 & 0 \\ 0 & K_y^a & 0 \\ 0 & 0 & K_z^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\varphi_y^x & \theta_z^x \\ \varphi_x^y & 1 & -\gamma_z^y \\ -\theta_x^z & \gamma_y^z & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{xx}^a A_x & K_{xy}^a A_x & K_{xz}^a A_x \\ K_{yx}^a A_y & K_{yy}^a A_y & K_{yz}^a A_y \\ K_{zx}^a A_z & K_{zy}^a A_z & K_{zz}^a A_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_x^b \\ A_y^b \\ A_z^b \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\tilde{A}_x, \tilde{A}_y, \tilde{A}_z$ – показания датчика, ед. съема; K_x^a, K_y^a, K_z^a – масштабные коэффициенты ММА, ед. съема/г; $\varphi_y^x, \theta_z^x, \varphi_x^y, \gamma_z^y, \theta_x^z, \gamma_y^z$ – углы, характеризующие положения измерительных осей ММА относительно осей приборной системы координат, рад; A_x, A_y, A_z – проекции действующего ускорения на оси связанной системы координат, г; $K_{xx}^a, K_{yy}^a, K_{zz}^a$ – коэффициенты нелинейности выходной характеристики, 1/г; $K_{xy}^a, K_{xz}^a, K_{yx}^a, K_{yz}^a, K_{zx}^a, K_{zy}^a$ – коэффициенты перекрестных связей, 1/г; A_x^b, A_y^b, A_z^b – смещения нулей ММА, ед. съема.

Под единицами съема подразумевается единица измерения выходного сигнала датчика (код, амперы, вольты и т. п.).

В данной статье рассматривается калибровка триады ММА, состоящей из трех акселерометров, изготовленных в одном корпусе, поэтому допускается, что влиянием перекрестных связей осей на выходные сигналы можно пренебречь. Следовательно, модель (1) можно переписать в виде

$$\begin{bmatrix} \tilde{A}_x \\ \tilde{A}_y \\ \tilde{A}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_x^a & 0 & 0 \\ 0 & K_y^a & 0 \\ 0 & 0 & K_z^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\varphi_y^x & \theta_z^x \\ \varphi_x^y & 1 & -\gamma_z^y \\ -\theta_x^z & \gamma_y^z & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} K_{xx}^a A_x & 0 & 0 \\ 0 & K_{yy}^a A_y & 0 \\ 0 & 0 & K_{zz}^a A_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_x^b \\ A_y^b \\ A_z^b \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Для дальнейшего рассмотрения предложенного метода целесообразно в модель (2) ввести следующие обозначения:

$$\begin{bmatrix} K_x^a & 0 & 0 \\ 0 & K_y^a & 0 \\ 0 & 0 & K_z^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\varphi_y^x & \theta_z^x \\ \varphi_x^y & 1 & -\gamma_z^y \\ -\theta_x^z & \gamma_y^z & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 \\ K_4 & K_5 & K_6 \\ K_7 & K_8 & K_9 \end{bmatrix}; \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} K_x^a & 0 & 0 \\ 0 & K_y^a & 0 \\ 0 & 0 & K_z^a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{xx}^a A_x & 0 & 0 \\ 0 & K_{yy}^a A_y & 0 \\ 0 & 0 & K_{zz}^a A_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{10} A_x & 0 & 0 \\ 0 & K_{11} A_y & 0 \\ 0 & 0 & K_{12} A_y \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где $K_1 = K_x^a$; $K_2 = -K_x^a \varphi_y^x$; $K_3 = K_x^a \theta_z^x$; $K_4 = K_y^a \varphi_x^y$; $K_5 = K_y^a$; $K_6 = -K_y^a \gamma_z^y$; $K_7 = -K_z^a \theta_x^z$; $K_8 = K_z^a \gamma_y^z$; $K_9 = K_z^a$; $K_{10} = K_x^a K_{xx}^a$; $K_{11} = K_y^a K_{yy}^a$; $K_{12} = K_z^a K_{zz}^a$.

На основе выражений (3) и (4) модель (2) переписывается следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \tilde{A}_x \\ \tilde{A}_y \\ \tilde{A}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 \\ K_4 & K_5 & K_6 \\ K_7 & K_8 & K_9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{10} A_x & 0 & 0 \\ 0 & K_{11} A_y & 0 \\ 0 & 0 & K_{12} A_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_x^b \\ A_y^b \\ A_z^b \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Раскрывая выражение (5) по строкам, получаем:

$$\tilde{A}_x = K_1 A_x + K_2 A_y + K_3 A_z + K_{10} A_x^2 + A_x^b; \quad (6)$$

$$\tilde{A}_y = K_4 A_x + K_5 A_y + K_6 A_z + K_{11} A_y^2 + A_y^b; \quad (7)$$

$$\tilde{A}_z = K_7 A_x + K_8 A_y + K_9 A_z + K_{12} A_z^2 + A_z^b. \quad (8)$$

2. Алгоритм определения калибровочных коэффициентов методом наименьших квадратов. Основной целью применения предлагаемого метода калибровки ММА является по-

иск калибровочных коэффициентов ММА без предъявления жестких требований к выставке чувствительных осей ММА относительно опорной системы координат, в качестве которой обычно используется ГСК.

Известно, что в статике, при любом угле ориентации датчиков, сумма квадратов проекций A_x , A_y , A_z должна быть равна квадрату значения гравитационного ускорения $\mathbf{g}$. Однако на практике эти параметры всегда определяются с погрешностями, следовательно, существуют ошибки между суммой квадратов проекций A_x , A_y , A_z , вычисленных по измеренным данным $\tilde{A}_x$, $\tilde{A}_y$, $\tilde{A}_z$, и квадратом значения гравитационного ускорения $\mathbf{g}$. Введем для N измерений функцию ошибки:

$$I = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \delta_k^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left(A_{xk}^2 + A_{yk}^2 + A_{zk}^2 - g^2 \right)^2, \quad (9)$$

где $\delta_k = A_{xk}^2 + A_{yk}^2 + A_{zk}^2 - g^2$.

Суть МНК заключается в нахождении набора параметров K_i ($i = 1 \dots 12$); A_x^b ; A_y^b ; A_z^b , обеспечивающего минимум функции I . Так как I нелинейно зависит от этих параметров, для выполнения условий МНК авторами предлагается двухэтапный алгоритм линеаризации: 1) определение значений смещений нулей ММА (A_x^b , A_y^b , A_z^b); 2) определение масштабных коэффициентов (K_x^a, K_y^a, K_z^a) и углов $(\varphi_x^x, \theta_z^x, \varphi_x^y, \gamma_z^y, \theta_x^z, \gamma_y^z)$, характеризующих положения измерительных осей ММА относительно осей связанной системы координат с помощью МНК.

2.1. Первый этап: определение значений смещений нулей ММА. Как уже отмечалось, основным недостатком традиционных позиционных методов определения смещений нулей [4–12] является необходимость начальной выставки чувствительных осей акселерометров так, чтобы они были либо параллельны, либо перпендикулярны вертикали. Таким образом обеспечивается известность значений проекции гравитационного ускорения на оси датчиков.

Из рис. 1 хорошо видно, что в начальном положении проекция вектора $\mathbf{g}$ на ось OZ_a

определяется по следующей формуле:

$$A_{z0} = g \cos \beta_{z0} \cos \alpha_z. \quad (10)$$

Аналогично можно определить проекции вектора $\mathbf{g}$ на оси OX_a и OY_a :

$$A_{x0} = g \cos \beta_{x0} \cos \alpha_x; \quad (11)$$

$$A_{y0} = g \cos \beta_{y0} \cos \alpha_y. \quad (12)$$

Для примера рассмотрим алгоритм определения смещения нуля по оси OX_a . Подставляя выражения (10)–(12) в (6), получаем показание акселерометра по оси OX_a в начальном положении:

$$\begin{aligned} \tilde{A}_{x0} &= K_1 A_{x0} + K_2 A_{y0} + K_3 A_{z0} + K_{10} A_{x0}^2 + A_x^b = \\ &= K_1 g \cos \beta_{x0} \cos \alpha_x + K_2 g \cos \beta_{y0} \cos \alpha_y + \\ &+ K_3 g \cos \beta_{z0} \cos \alpha_z + K_{10} (g \cos \beta_{x0} \cos \alpha_x)^2 + A_x^b. \end{aligned} \quad (13)$$

Раскрывая (13), получаем:

$$\begin{aligned} \tilde{A}_{x0} &= K_1 g \cos \beta_{x0} \cos \alpha_x + K_2 g \cos \beta_{y0} \cos \alpha_y + \\ &+ K_3 g \cos \beta_{z0} \cos \alpha_z + X_0 + X_0 \cos(2\beta_{x0}) + A_x^b, \end{aligned} \quad (14)$$

где $X_0 = 0.5 K_{10} g^2 (\cos \alpha_x)^2$.

Тогда при повороте системы координат $OX_a Y_a Z_a$ вокруг оси OY_g на произвольный угол $\Delta\beta$ углы α_x , α_y , α_z не меняются, а углы β_x , β_y , β_z меняются на $\Delta\beta$. Таким образом, при угловом положении $\Delta\beta$ относительно начального положения показание акселерометра по оси OX_a имеет вид

$$\begin{aligned} \tilde{A}_{x1} &= K_1 g \cos(\beta_{x0} + \Delta\beta) \cos \alpha_x + \\ &+ K_2 g \cos(\beta_{y0} + \Delta\beta) \cos \alpha_y + \\ &+ K_3 g (\beta_{z0} + \Delta\beta) \cos \alpha_z + \\ &+ X_0 + X_0 \cos[2(\beta_{x0} + \Delta\beta)] + A_x^b. \end{aligned} \quad (15)$$

Анализ выражений (14) и (15) показал, что могут быть получены выражения, при которых оценки смещений нуля A_x^b , A_y^b , A_z^b инвариантны к углам β_{x0} , β_{y0} , β_{z0} и α_x , α_y , α_z , т. е. независимы от начального углового положения системы координат $OX_a Y_a Z_a$ относительно ГСК:

$$I_{x1} = (P_{x1} + P_{x3} + P_{x5} + P_{x7}) = 4(A_x^b + X_0); \quad (16)$$

$$I_{x2} =$$

$$= \sqrt{(P_{x1} + P_{x3} - P_{x5} - P_{x7})^2 + (P_{x2} + P_{x4} - P_{x6} - P_{x8})^2} =$$

$$= 4X_0, \quad (17)$$

где P_{xi} ($i=1...8$) – выходной сигнал ММА по оси OX_a в определенных углах $\Delta\beta$, указанных в табл. 1, при этом значение угла поворота $\Delta\beta$ задается с точностью примерно $20''$.

На основе (16) и (17) можно определить смещение нуля ММА по оси OX_a :

$$A_x^b = (I_{x1} - I_{x2})/4. \quad (18)$$

Аналогичным образом можно определить смещения нулей ММА по осям OY_a и OZ_a , подставив выражения (10)–(12) в (7) и (8) и выполнив процедуру (16)–(18):

$$A_y^b = (I_{y1} - I_{y2})/4; \quad (19)$$

$$A_z^b = (I_{z1} - I_{z2})/4, \quad (20)$$

где $I_{y1} = (P_{y1} + P_{y3} + P_{y5} + P_{y7}) = 4(A_y^b + Y_0)$;
 $I_{y2} = \sqrt{(P_{y1} + P_{y3} - P_{y5} - P_{y7})^2 + (P_{y2} + P_{y4} - P_{y6} - P_{y8})^2}$;
 $I_{z1} = (P_{z1} + P_{z3} + P_{z5} + P_{z7}) = 4(A_z^b + Z_0)$; $I_{z2} = \sqrt{(P_{z1} + P_{z3} - P_{z5} - P_{z7})^2 + (P_{z2} + P_{z4} - P_{z6} - P_{z8})^2}$;
 P_{yi}, P_{zi} при $i=1...8$ – выходные сигналы ММА на оси OY_a и OZ_a соответственно в определенных углах $\Delta\beta$, указанных в табл. 1.

Определенные таким образом параметры смещений нулей ММА в силу независимости от углов $\beta_{x0}, \beta_{y0}, \beta_{z0}$ и $\alpha_x, \alpha_y, \alpha_z$ характеризуют предложенный метод как инвариантный к требованию выставки углового положения осей ММА относительно вертикали. Однако следует пони-

мать, что в условиях эксплуатации необходимо выставить ось вращения так, чтобы она была перпендикулярна вертикали. Другими словами, она находится в плоскости горизонта с точностью на уровне $1'$, при этом не требуется совпадения ни одной из трех чувствительных осей ММА с осью вращения.

2.2. Второй этап: определение масштабных коэффициентов и углов, характеризующих положения измерительных осей ММА относительно осей связанной системы координат с помощью МНК. В рамках описываемой работы калибровка ММА выполняется в статическом режиме, поэтому диапазон задаваемых линейных ускорений A_x, A_y, A_z составляет $\pm g$. Также вводится допущение, что на этом участке выходные данные ММА имеют линейную выходную характеристику ($K_{xx}^a, K_{yy}^a, K_{zz}^a \approx 0$). Тогда модель (5) представляется в виде

$$\begin{bmatrix} \tilde{A}_x \\ \tilde{A}_y \\ \tilde{A}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 & K_3 \\ K_4 & K_5 & K_6 \\ K_7 & K_8 & K_9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_x^b \\ A_y^b \\ A_z^b \end{bmatrix}. \quad (21)$$

Задача на данном этапе заключается в нахождении девяти коэффициентов K_i ($i=1...9$). Анализируя (3) отметим, что значения углов $\varphi_y^x, \theta_z^x, \varphi_x^y, \gamma_z^y, \theta_x^z, \gamma_y^z$ не влияют на значения масштабных коэффициентов K_x^a, K_y^a, K_z^a . Кроме того, положение измерительных осей ММА относительно осей связанной системы координат определяется тремя углами в зависимости от выбранной связанной системы координат. Исходя из этого, для упрощения решения задачи без потери общности выбирается

Табл. 1. Положения угла отклонения системы $OX_aY_aZ_a$ относительно системы $OX_gY_gZ_g$ при вращении ее вокруг оси OY_g

Tab. 1. Angular deviation positions of the system $OX_aY_aZ_a$ relative to the system $OX_gY_gZ_g$ during its rotation around the OY_g axis

№	Начальное положение оси OX_a относительно вертикали	Начальное положение оси OY_a относительно вертикали	Начальное положение оси OZ_a относительно вертикали	Угол поворота относительно начального углового положения $\Delta\beta$ с точностью $\pm 20''$
1	β_{x0}, α_x	β_{y0}, α_y	β_{z0}, α_z	0
2				45°
3				90°
4				135°
5				180°

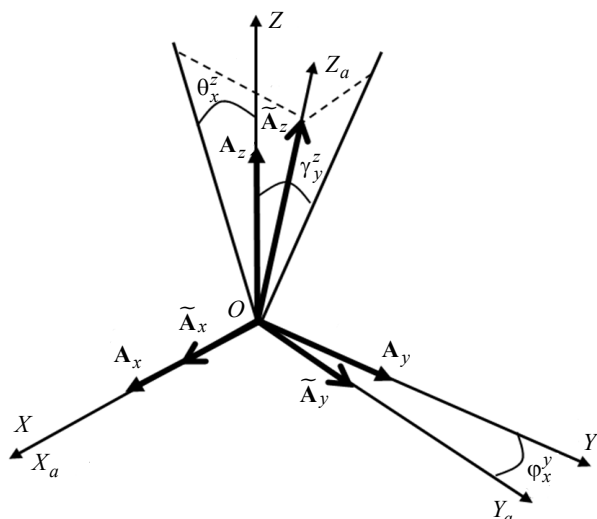


Рис. 2. Ориентация чувствительных осей относительно связанной системы координат

Fig. 2. Orientation of sensitive axes relative to the related coordinate system

связанная система координат $OXYZ$ так, чтобы ось OX совпадала с осью X_a акселерометра, ось OY находится в плоскости, содержащей чувствительные оси X_a и Y_a (рис. 2).

Так как OX совпадает с OX_a , то значения A_y, A_z не влияют на показания $\tilde{A}_x$, т. е. $\varphi_y^x = 0$, $\theta_z^x = 0$ и $K_2 = K_3 = 0$. Так как OY_a находится в плоскости OXU , A_z не влияет на показания $\tilde{A}_y$, т. е. $\gamma_z^y = 0$ и $K_6 = 0$. Следовательно, модель (21) примет вид

$$\begin{bmatrix} \tilde{A}_x \\ \tilde{A}_y \\ \tilde{A}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 & 0 & 0 \\ K_4 & K_5 & 0 \\ K_7 & K_8 & K_9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A_x^b \\ A_y^b \\ A_z^b \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Соответственно

$$\begin{pmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_1 & 0 & 0 \\ K_4 & K_5 & 0 \\ K_7 & K_8 & K_9 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \tilde{A}_x - A_x^b \\ \tilde{A}_y - A_y^b \\ \tilde{A}_z - A_z^b \end{pmatrix}. \quad (23)$$

Обозначим:

$$\begin{pmatrix} t_1 & 0 & 0 \\ t_2 & t_3 & 0 \\ t_4 & t_5 & t_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_1 & 0 & 0 \\ K_4 & K_5 & 0 \\ K_7 & K_8 & K_9 \end{pmatrix}^{-1};$$

$$\begin{pmatrix} \widehat{A}_x \\ \widehat{A}_y \\ \widehat{A}_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{A}_x - A_x^b \\ \tilde{A}_y - A_y^b \\ \tilde{A}_z - A_z^b \end{pmatrix}. \quad (24)$$

Тогда (23) примет вид

$$\begin{pmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_1 & 0 & 0 \\ t_2 & t_3 & 0 \\ t_4 & t_5 & t_6 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \widehat{A}_x \\ \widehat{A}_y \\ \widehat{A}_z \end{pmatrix}. \quad (25)$$

На основе показаний ММА и полученных значений смещений нулей A_x^b, A_y^b, A_z^b на первом этапе можно определить значения $\widehat{A}_x, \widehat{A}_y, \widehat{A}_z$ (24), подставляя которые в (25) получаем истинные значения A_x, A_y, A_z , а затем, используя (9), вычисляем коэффициенты t_j ($j = 1 \dots 6$), решая систему уравнений

$$\frac{\partial I}{\partial t_j} = 0. \quad (26)$$

Процесс составления и линеаризации системы уравнений $\frac{\partial I}{\partial t_j} = 0$ при $j = 1 \dots 6$.

На основе (9) можно определить частные производные функции I по переменным t_j при $j = 1 \dots 6$, имеющие следующий вид:

$$\begin{aligned} \frac{\partial I}{\partial t_j} &= \frac{\partial \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \delta_k^2 \right)}{\partial t_j} = 2 \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \delta_k \frac{\partial \delta_k}{\partial t_j} = \\ &= 2 \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left(\frac{\partial A_{xk}^2}{\partial t_j} + \frac{\partial A_{yk}^2}{\partial t_j} + \frac{\partial A_{zk}^2}{\partial t_j} \right) \delta_k = \\ &= 4 \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left(A_{xk} \frac{\partial A_{xk}}{\partial t_j} + A_{yk} \frac{\partial A_{yk}}{\partial t_j} + A_{zk} \frac{\partial A_{zk}}{\partial t_j} \right) \delta_k. \end{aligned} \quad (27)$$

Из (25) имеем:

$$\begin{pmatrix} A_x \\ A_y \\ A_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_1 \widehat{A}_x \\ t_2 \widehat{A}_x + t_3 \widehat{A}_y \\ t_4 \widehat{A}_x + t_5 \widehat{A}_y + t_6 \widehat{A}_z \end{pmatrix}. \quad (28)$$

Подставляя значения A_x, A_y, A_z из (28) в (27), получаем частные производные функции I после элементарных математических преобразований:

– частная производная функции I по t_1

$$\frac{\partial I}{\partial t_1} = 4 \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left(A_{xk} \frac{\partial A_{xk}}{\partial t_1} + A_{yk} \frac{\partial A_{yk}}{\partial t_1} + A_{zk} \frac{\partial A_{zk}}{\partial t_1} \right) \delta_k =$$

$$= 4 \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N t_1 \widehat{A_{xk}}^2 \delta_k, \quad (29)$$

где

$$\delta_k = t_1^2 \widehat{A_{xk}}^2 + (t_2 \widehat{A_{xk}} + t_3 \widehat{A_{yk}})^2 +$$

$$+ (t_4 \widehat{A_{xk}} + t_5 \widehat{A_{yk}} + t_6 \widehat{A_{zk}})^2 - g^2. \quad (30)$$

Отметим, что t_j при $j=1\dots 6$ – константы, т. е.

$$\frac{\partial I}{\partial t_1} = 4t_1 F_1,$$

где $F_1 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \widehat{A_{xk}}^2 \delta_k$.

Так как $\frac{\partial I}{\partial t_1} = 0$, то

$$F_1 = 0. \quad (31)$$

Аналогичной процедурой можно определить остальные частные производные функции I :

– частная производная функции I по t_2

$$\frac{\partial I}{\partial t_2} = 4t_2 F_1 + 4t_3 F_2 = 0,$$

так как $F_1 = 0 \rightarrow F_2 = 0$; (32)

– частная производная функции I по t_3

$$\frac{\partial I}{\partial t_3} = 4t_2 F_2 + 4t_3 F_3 = 0,$$

так как $F_2 = 0 \rightarrow F_3 = 0$; (33)

– частная производная функции I по t_4

$$\frac{\partial I}{\partial t_4} = 4t_4 F_1 + 4t_5 F_2 + 4t_6 F_4 = 0,$$

так как $F_1 = 0, F_2 = 0 \rightarrow F_4 = 0$; (34)

– частная производная функции I по t_5

$$\frac{\partial I}{\partial t_5} = 4t_4 F_2 + 4t_5 F_3 + 4t_6 F_5 = 0,$$

так как $F_2 = 0, F_3 = 0 \rightarrow F_5 = 0$; (35)

– частная производная функции I по t_6

$$\frac{\partial I}{\partial t_6} = 4t_4 F_4 + 4t_5 F_5 + 4t_6 F_6 = 0,$$

так как $F_4 = 0, F_5 = 0 \rightarrow F_6 = 0$, (36)

где $F_2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \widehat{A_{xk}} \widehat{A_{yk}} \delta_k$; $F_3 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \widehat{A_{yk}}^2 \delta_k$;

$$F_4 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \widehat{A_{xk}} \widehat{A_{zk}} \delta_k; \quad F_5 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \widehat{A_{yk}} \widehat{A_{zk}} \delta_k;$$

$$F_6 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \widehat{A_{zk}}^2 \delta_k.$$

Подставляя значение δ_k из (30) в уравнения (31), получаем:

$$F_1 = (t_1^2 + t_2^2 + t_4^2) \overline{\widehat{A_x}^4} + (t_3^2 + t_5^2) \overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_y}^2} +$$

$$+ t_6^2 \overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_z}^2} + (2t_2 t_3 + 2t_4 t_5) \overline{\widehat{A_x}^3 \widehat{A_y}} +$$

$$+ 2t_4 t_6 \overline{\widehat{A_x}^3 \widehat{A_z}} + 2t_5 t_6 \overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_y} \widehat{A_z}} - g^2 \overline{\widehat{A_x}^2} = 0, \quad (37)$$

где $\overline{\widehat{A_x}^4} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \widehat{A_{xk}}^4$; $\overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_y}^2} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\widehat{A_{xk}}^2 \widehat{A_{yk}}^2)$;

$$\overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_z}^2} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\widehat{A_{xk}}^2 \widehat{A_{zk}}^2); \quad \overline{\widehat{A_x}^3 \widehat{A_y}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\widehat{A_{xk}}^3 \widehat{A_{yk}});$$

$$\overline{\widehat{A_x}^3 \widehat{A_z}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\widehat{A_{xk}}^3 \widehat{A_{zk}}); \quad \overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_y} \widehat{A_z}} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\widehat{A_{xk}}^2 \widehat{A_{yk}} \widehat{A_{zk}});$$

$$\overline{\widehat{A_x}^2} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (\widehat{A_{xk}}^2) - \text{средние значения.}$$

Аналогичным образом получаем полные формы в виде (37) для уравнений (32)–(36), на основе которых получается уравнение в матричной форме:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{M} \cdot \mathbf{Z}, \quad (38)$$

где

$$\mathbf{Y} =$$

$$= \begin{bmatrix} \overline{g^2 \widehat{A_x}^2} & \overline{g^2 \widehat{A_x} \widehat{A_y}} & \overline{g^2 \widehat{A_y}^2} & \overline{g^2 \widehat{A_x} \widehat{A_z}} & \overline{g^2 \widehat{A_y} \widehat{A_z}} & \overline{g^2 \widehat{A_z}^2} \end{bmatrix}^T;$$

$\mathbf{M} =$

$$= \begin{bmatrix} \overline{\widehat{A_x}^4} & \overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_y}^2} & \overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_z}^2} & \overline{\widehat{A_x}^3 \widehat{A_y}} & \overline{\widehat{A_x}^3 \widehat{A_z}} & \overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_y} \widehat{A_z}} \\ \overline{\widehat{A_x}^3 \widehat{A_y}} & \overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_y}^3} & \overline{\widehat{A_x} \widehat{A_y}^2 \widehat{A_z}} & \overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_y}^2} & \overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_y} \widehat{A_z}} & \overline{\widehat{A_x} \widehat{A_y}^2 \widehat{A_z}} \\ \overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_y}^2} & \overline{\widehat{A_y}^4} & \overline{\widehat{A_y}^2 \widehat{A_z}^2} & \overline{\widehat{A_x} \widehat{A_y}^3} & \overline{\widehat{A_x} \widehat{A_y}^2 \widehat{A_z}} & \overline{\widehat{A_y}^3 \widehat{A_z}} \\ \overline{\widehat{A_x}^3 \widehat{A_z}} & \overline{\widehat{A_x} \widehat{A_y}^2 \widehat{A_z}} & \overline{\widehat{A_x} \widehat{A_z}^3} & \overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_y} \widehat{A_z}} & \overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_z}^2} & \overline{\widehat{A_x} \widehat{A_y} \widehat{A_z}^2} \\ \overline{\widehat{A_x}^2 \widehat{A_y} \widehat{A_z}} & \overline{\widehat{A_y}^3 \widehat{A_z}} & \overline{\widehat{A_y}^2 \widehat{A_z}^3} & \overline{\widehat{A_x} \widehat{A_y}^2 \widehat{A_z}} & \overline{\widehat{A_x} \widehat{A_y} \widehat{A_z}^2} & \overline{\widehat{A_y}^2 \widehat{A_z}^2} \\ \overline{\widehat{A_x} \widehat{A_y}^2 \widehat{A_z}} & \overline{\widehat{A_y}^2 \widehat{A_z}^2} & \overline{\widehat{A_z}^4} & \overline{\widehat{A_x} \widehat{A_y} \widehat{A_z}^2} & \overline{\widehat{A_x} \widehat{A_z}^3} & \overline{\widehat{A_y} \widehat{A_z}^3} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \\ z_5 \\ z_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1^2 + t_2^2 + t_4^2 \\ t_3^2 + t_5^2 \\ t_6^2 \\ 2t_2t_3 + 2t_4t_5 \\ 2t_4t_6 \\ 2t_5t_6 \end{bmatrix}. \quad (39)$$

Следует отметить, что M – матрица 6×6 элементов, зависящих только от средних значений $\widehat{A}_x, \widehat{A}_y, \widehat{A}_z$; $\mathbf{Y}$ – вектор 6×1 элементов, зависящих только от средних значений $\widehat{A}_x, \widehat{A}_y, \widehat{A}_z$ и g ; $\mathbf{Z}$ – вектор 6×1 элементов, зависящих только от значений $t_j, j = 1 \dots 6$. Другими словами, векторное уравнение (38) является системой линейных уравнений для переменных $\{z_1, z_2, z_3, z_4, z_5, z_6\}$, зависящих от коэффициентов $\{t_1, t_2, t_3, t_4, t_5, t_6\}$.

Используя метод решения системы линейных уравнений, получаем: $\mathbf{Z} = M^{-1} \cdot \mathbf{Y}$.

На основе (39) с помощью элементарных преобразований можно вычислить коэффициенты $\{t_1, t_2, t_3, t_4, t_5, t_6\}$:

$$\left\{ \begin{array}{l} t_6 = \sqrt{z_3} \\ t_5 = \frac{z_6}{2t_6} \\ t_4 = \frac{z_5}{2t_6} \\ t_3 = \sqrt{z_2 - t_5^2} \\ t_2 = \left(\frac{z_4 - t_4t_5}{2} \right) \frac{1}{t_3} \\ t_1 = \sqrt{z_1 - t_2^2 - t_4^2} \end{array} \right\}. \quad (40)$$

Зная калибровочные коэффициенты из выражений (24) и (40), можно оценить истинные значения ускорения A_x, A_y, A_z , исходя из (25). На основе (24) можно определить параметры масштабных коэффициентов $\{K_1, K_5, K_9\}$ и $\{K_4, K_7, K_8\}$, а с помощью (3) найти углы, характеризующие положения чувствительных осей акселерометров относительно связанной системы координат $\{\varphi_x^y, \theta_x^z, \gamma_y^z\}$. Таким образом, задача калибровки ММА выполнена вне зависимости от ориентации триады относительно ГСК. Это характеризует значимое преимущество

предложенного метода по сравнению с традиционными методами калибровки.

Экспериментальные результаты. В качестве объекта испытаний используется миниатюрный инерциальный измерительный модуль (ИИМ) "LINS-IMU", включающий в себя триады микромеханических гироскопов и ММА, а также датчик температуры. Объектом исследования (триада ММА) является трехосный акселерометр ADXL325 от производителя Analog Devices [15].

Экспериментальные исследования были проведены с использованием стенда двухосного автоматизированного СДА-15, разработанного кафедрой лазерных измерительных и навигационных систем (ЛИНС) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ". Стенд используется для задания и измерения углового положения ИИМ относительно ГСК. Внешний вид стенда с закрепленным ИИМ "LINS-IMU" показан на рис. 3.

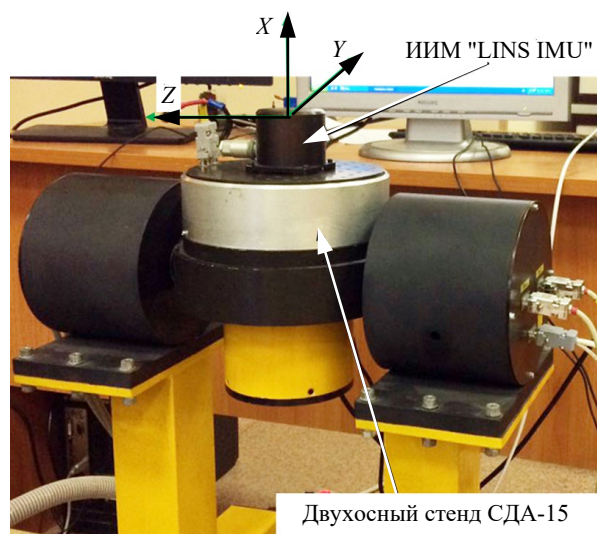


Рис. 3. ИИМ "LINS IMU" на стенде СДА-15

Fig. 3. IMU "LINS IMU" on the table SDA-15

Целью экспериментальных исследований являлась апробация предложенного метода калибровки триады ММА. Для сравнения, в данной работе осуществлялись калибровки ММА традиционным [13] и предложенным методами. Для этого выполнялась указанная ниже последовательность действий.

Эксперименты для определения калибровочных коэффициентов традиционным методом.

1. Начальная установка испытуемого объекта на планшайбе станда (рис. 3) с использованием уровня (цена деления 6") так, чтобы большая ось станда была параллельна плоскости горизонта, малая ось станда была направлена по вертикали.

2. Съем и обработка данных в соответствии с традиционным методом в положениях, представленных в [13].

Эксперименты для определения смещений нулей предложенным методом.

1. Начальная установка испытуемого объекта на планшайбе станда (рис. 3), соответствующая углам $\beta_{x0} = 0^\circ$, $\beta_{y0} = 90^\circ$, $\beta_{z0} = 90^\circ$.

2. Съем и обработка данных в соответствии с предложенным методом в положениях, представленных в табл. 1.

3. Для демонстрации вывода подп. 2.1 о том, что для определения смещения нулей ММА предложенным методом не требуется начальная выставка углового положения осей ММА относительно вертикали, была задана другая произвольная начальная установка ($\beta_{x0} = 33^\circ$, $\beta_{y0} = 123^\circ$, $\beta_{z0} = 90^\circ$).

4. Повторный съем и обработка данных согласно п. 2.

Эксперименты для определения калибровочных коэффициентов предложенным методом.

С помощью станда задавались различные произвольные угловые положения ММА относительно ГСК так, чтобы направление каждой оси триады ММА менялось (рис. 4). В каждом положении производился съем данных, согласно [4] в течение 12 с. Для доказательства вывода подп. 2.2 о том, что с помощью предложенного метода калибровочные параметры определяются вне зависимости от ориентации триады относительно ГСК, были собраны 2 набора данных, при

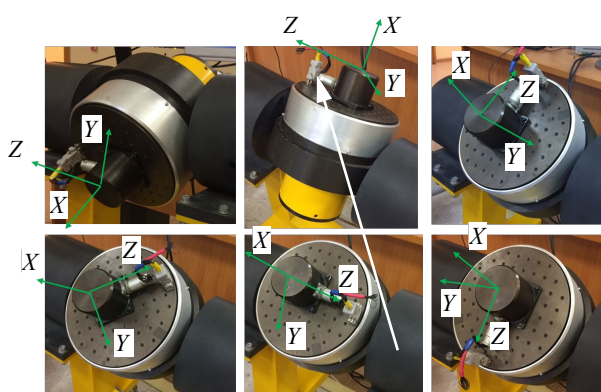


Рис. 4. Различные угловые положения ИИМ на станде
Fig. 4. Different angular positions of the IMU on the table

Табл. 2. Калибровочные параметры ММА, полученные разными методами
Tab. 2. MMA calibration parameters obtained by different methods

Параметры		Паспортные данные	Традиционный метод	Предложенный метод			
				$\beta_{x0} = 0^\circ$, $\beta_{y0} = 90^\circ$, $\beta_{z0} = 90^\circ$		$\beta_{x0} = 33^\circ$, $\beta_{y0} = 123^\circ$, $\beta_{z0} = 90^\circ$	
				Набор данных 1	Набор данных 2	Набор данных 1	Набор данных 2
Сдвиг нуля	A_x^b , ед.съем/а	5461	5388	5387.83	5387.83	5388.04	5388.04
			5399.71	5399.51	5399.51	5399.74	5399.74
			5364.99	5364.32	5364.32	5364.44	5364.44
Масштабные коэффициенты	K_x^a , ед.съем/а/g	633.51	632.20	632.34	632.36	632.38	632.36
	K_y^a , ед.съем/а/g	633.51	630.95	630.92	630.93	630.90	630.88
	K_z^a , ед.съем/а/g	633.51	622.01	622.08	622.07	622.07	622.08
Углы неортогональности	$\varphi_x^y - \varphi_x^x$	—	1°4'30"	1°4'22"	1°4'21"	1°4'28"	1°4'27"
	$\theta_z^x - \theta_z^z$	—	–8'27"	–8'53"	–8'55"	–8'56"	–8'54"
	$\gamma_y^z - \gamma_z^y$	—	36"	—	40"	—	39"

этом каждый набор был получен при снятии выходных сигналов ММА в 64 различных угловых позициях.

На основе полученных данных выполнялся предложенный алгоритм для определения калибровочных параметров согласно подп. 2.2. Полученные результаты из трех экспериментов внесены в сравнительную табл. 2.

Из таблицы следует, что полученные предложенным методом калибровочные коэффициенты ММА схожи со значениями, найденными традиционным методом. Анализ данных показал, что разница по смещениям нулей составляет менее 1 ед. съема (до 0.02 %), по масштабным коэффициентам – 0.2 ед. съема/g (до 0.04 %) и по углам неортогональности – менее 30". Кроме того, можно отметить, что полученные предложенным методом калибровочные параметры незначительно различаются при разных начальных угловых положениях ММА относительно ГСК, а также при разных наборах данных, снятых в различных угловых положениях.

На рис. 5 изображены проекции вектора гравитационного ускорения на каждую плоскость измерительной системы координат до и после калибровки (красный цвет – до калибровки; синий – после калибровки традиционным методом; зеленый – после калибровки предложенным методом). Из рис. 5 следует, что после калибровки проекции вектора гравитационного ускорения на каждую плоскость измерительной системы координат смещаются в окружность радиусом 1g и центр окружности находится в точке начала координат. Это демонстрирует эффективность метода калибровки во всех направлениях в пространстве.

Для того чтобы доказать общность предложенного метода вне зависимости от выбора связанной системы координат $OXYZ$ относительно чувствительных осей акселерометра $OX_aY_aZ_a$, были рассчитаны масштабные коэффициенты и углы неортогональности чувствительных осей акселерометра по аналогичной процедуре (22)–(40) для трех случаев:

1) связанная система координат $OXYZ$ выбиралась так, чтобы ось OX совпадала с осью X_a акселерометра, ось OY находилась в плос-

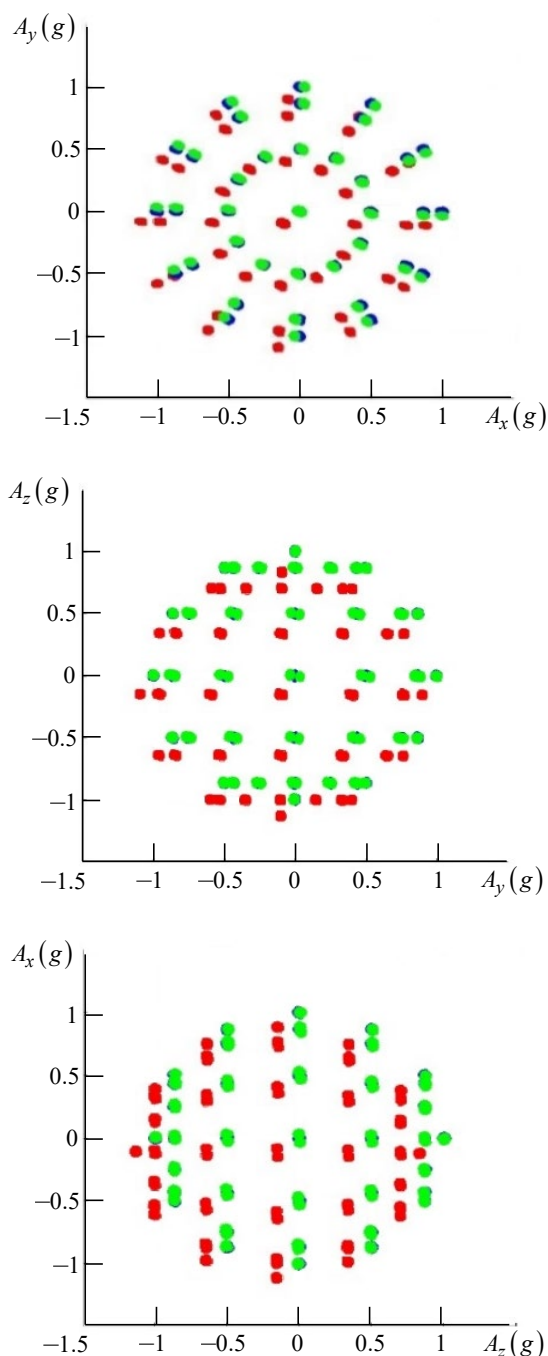


Рис. 5. Проекция вектора гравитационного ускорения на каждую плоскость измерительной системы координат

Fig. 5. Projections of the gravitational acceleration vector on each plane of the measuring coordinate system

кости, содержащей чувствительные оси X_a и Y_a (см. рис. 2);

2) связанная система координат $OXYZ$ выбиралась так, чтобы ось OY совпадала с осью Y_a акселерометра, ось OZ находилась в плоскости, содержащей чувствительные оси Y_a и Z_a ;

Табл. 3. Калибровочные параметры ММА, полученные при разных выборах связанной системы координат

Tab. 3. MMA calibration parameters obtained with different variants of the selection of the coupled coordinate system

Параметры		Предложенный метод		
		Случай 1	Случай 2	Случай 3
Сдвиг нуля	A_x^b , ед.с/ема	5388.04	5388.04	5388.04
		5399.74	5399.74	5399.74
		5364.44	5364.44	5364.44
Масштабные коэффициенты	K_x^a , ед.с/ема/g	632.36	632.25	632.36
	K_y^a , ед.с/ема/g	630.88	630.99	630.88
	K_z^a , ед.с/ема/g	622.08	622.09	622.09
Углы неортогональности	$\varphi_y^x - \varphi_x^y$	1°4'27"	1°4'20"	1°4'26"
	$\theta_z^x - \theta_x^z$	–8'54"	–9'05"	–8'56"
	$\gamma_y^z - \gamma_z^y$	39"	30"	13"

3) связанная система координат $OXYZ$ выбиралась так, чтобы ось OZ совпадала с осью Z_a акселерометра, ось OX находилась в плоскости, содержащей чувствительные оси X_a и Z_a .

Все полученные $\left((A_x^b, A_y^b, A_z^b), (K_x^a, K_y^a, K_z^a), (\varphi_y^x - \varphi_x^y, \theta_z^x - \theta_x^z, \gamma_y^z - \gamma_z^y) \right)$ параметры внесены в сравнительную табл. 3, анализируя которую можно сделать вывод о сходимости результатов. Это демонстрирует общность предложенного метода.

Выводы о целесообразности использования нового метода позволили авторам сделать предложение о новом средстве испытания ММА в качестве простой альтернативы использования вра-

щательного стенда, конструкция которого представляется как угловой столик на регулируемых опорах с поворачиваемым на его поверхности восьмигранным валом, на торце которого можно закрепить модуль ММА для испытания (рис. 6). При этом вертикальная стена столика должна быть перпендикулярна плоскости основания столика с погрешностью $\pm 1'$.

Перед тем как проводить испытание ММА, необходимо выставить основание столика в горизонтальной плоскости с помощью двух установленных на основании столика перпендикулярных уровней, обладающих точностями измерения $1'$. Для определения смещений нулей ММА необходимо просто установить его на торце восьмигранного вала в начальном произвольном угловом положении так, чтобы ни одна

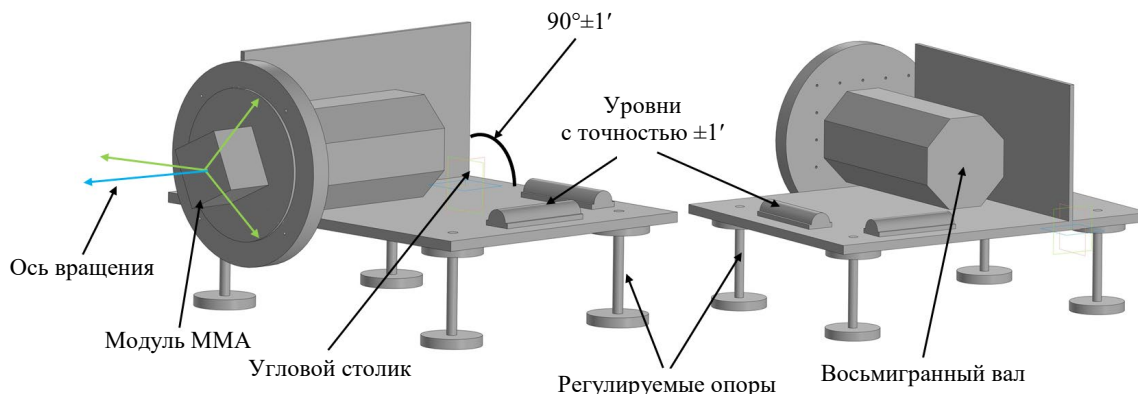


Рис. 6. Модель предлагаемого средства испытания ММА

Fig. 6. Model of the proposed MMA testing equipment

из его трех чувствительных осей не совпадала с продольной осью вала (см. рис. 3). Затем, поворачивая вал на поверхности столика, получают 8 угловых положений, указанные в табл. 1. При этом в каждом положении одна грань вала должна прилегать к вертикальной стене. На основе полученных данных от ММА в восьми угловых положениях можно определить его смещения нулей согласно (18)–(20).

Заключение. В статье описан метод калибровки МЭМС инерциальных датчиков, отличающийся от традиционных методов калиб-

ровки тем, что результаты определения калибровочных коэффициентов ММА не зависят от его углового положения относительно ГСК. Это позволяет повысить достоверность получаемых результатов и упростить конструкцию средства испытаний, предложенную на рис. 6. Апробация метода подтверждает его эффективность. Результаты работы значимы для повышения точности БИНС на основе МЭМС инерциальных датчиков.

Список литературы

1. Боронахин А. М., Лукьянов Д. П., Филатов Ю. В. Оптические и микромеханические инерциальные приборы. СПб: Элмор, 2008. 400 с.
2. Матвеев В. В., Распопов В. Я. Основы построения бесплатформенных инерциальных навигационных систем / РНЦ РФ ОАО "Концерн ЦНИИ «Электроприбор»". СПб., 2009. 208 с.
3. Анучин О. Н., Емельянцева Г. И. Интегрированные системы ориентации и навигации для морских подвижных объектов / под общ. ред. чл.-кор. РАН В. Г. Пешехонова; РНЦ РФ ОАО "Концерн ЦНИИ «Электроприбор»". СПб., 1999. 357 с.
4. Дао Ван Ба, Ле Ван Чанг, Шалымов Р. В. Динамическая калибровка триады акселерометров на двухосном стенде // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2014. № 8. С. 72–76.
5. Nayal A. Static calibration of the tactical grade inertial measurement. Thesis Master of Science. Columbus, USA: The Ohio State University, 2010. 118 p.
6. Лакоза С. Л., Мелешко В. В. Скалярная калибровка акселерометров низкой и средней точности // Радиооптика. МГТУ им. Н. Э. Баумана. Электрон. журн. 2015. № 1. С. 9–28. doi: 10.7463/rdopt.0115.0779996
7. Алгоритм испытаний триады гироскопов на двухосном испытательном стенде / С. А. Анисимов, А. М. Боронахин, М. Н. Бурнашев, П. А. Иванов, Л. Н. Олейник, И. Л. Суров, А. Н. Ткаченко, Ю. В. Филатов // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2009. № 8. С. 26–34.
8. Кликович Б. В. Калибровка БИНС в инерциальном режиме. Объединение скоростного и скалярного методов // Гироскопия и навигация. 2014. № 3. С. 29–40.
9. Скалярный способ калибровки и балансировки бесплатформенных инерциальных навигационных систем / Е. А. Измайлов, С. Н. Леп, А. В. Молчанов, Е. Ф. Поликовский // XV МКИНС. СПб., 26–28 мая 2008 г. / РНЦ РФ ОАО "Концерн ЦНИИ «Электроприбор»". СПб., 2008. С. 145–154.
10. Аврутов В. В. О скалярной калибровке блока гироскопов и акселерометров // Вестн. НТУУ "КПИ". Сер. Приборостроение. 2010. № 40. С. 10–17.
11. Челпанов И. Б., Евстифеев М. И., Кочетков А. В. Методы испытаний микромеханических датчиков и приборов // Приборы. 2014. № 4 (166). С. 16–20.
12. Результаты испытаний микромеханического модуля / Дао Ван Ба, А. М. Боронахин, П. А. Иванов, И. Л. Суров, М. А. Лебедева, А. В. Маляева, Ле Ван Чанг // Сб. докл. 64-й науч.-техн. конф. профессорско-преподавательского состава СПбГЭТУ "ЛЭТИ", СПб., 25 янв. – 5 февр. 2011. С. 173–176.
13. Боронахин А. М., Иванов П. А., Суров И. Л. Исследование влияния инструментальных погрешностей испытательного средства на результаты калибровки блока микроакселерометров // Нано- и микросистемная техника. 2011. № 3. С. 9–11.
14. Шаврин В. В., Конаков А. С., Тисленко В. И. Калибровка микроэлектромеханических датчиков ускорений и угловых скоростей в бесплатформенных инерциальных навигационных системах // Докл. ТУСУРа. 2012. № 1 (25). С. 265–269.
15. Даташиты акселерометра ADXL325 компании Analog Devices. 2009. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADXL325.pdf> (дата обращения 10.09.2021)

Информация об авторах

Нгуен Чонг Иен – магистр по направлению "Приборостроение" и специальности "Системы навигации, стабилизации и ориентации" (2014), аспирант Государственного технического университета им. Ле Куй До-

на (Ханой, Вьетнам). Автор четырех научных публикаций. Сфера научных интересов: инерциальные системы навигации и ориентации.

Адрес: Государственный технический университет им. Ле Куй Дона, 236 Хоанг Куок Вьет, Ко Нхуэ, Бак Ты Лиэм, Ханой, Вьетнам

E-mail: trongyen@lqdtu.edu.vn

<https://orcid.org/0000-0003-4330-8542>

Нгуен Куок Хань – инженер по направлению "Приборостроение" (2020), магистрант Государственного технического университета им. Ле Куй Дона (Ханой, Вьетнам). Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов: инерциальные системы навигации и ориентации.

E-mail: nguyenuockhanh183@gmail.com

Ха Мань Тханг – кандидат технических наук (2013), заместитель начальника управления международного сотрудничества, начальник отдела международных образований, преподаватель факультета технологии управления (Control Engineering) ГТУ им. Ле Куй Дона, Ханой, Вьетнам. Автор 12 научных работ. Сфера научных интересов: системы управления техническими процессами и производствами.

E-mail: hamatha@lqdtu.edu.vn

<https://orcid.org/0000-0001-9985-6105>

References

1. Boronakhin A. M., Lukyanov D. P., Filatov Y. V. *Opticheskie i mikromekhanicheskie inertsial'nye pribory* [Optical and Micromechanical Inertial Devices]. SPb, *Ehlmor*, 2008, 400 p. (In Russ.)

2. Matveev V. V., Raspopov V. YA. *Osnovy postroeniya besplatformennykh inertsial'nykh navigatsionnykh sistem*. SPb: *RNTS RF OAO «Kontsern «TSNII «Ehlektroripor»*, 2009, 208 p. (In Russ.)

3. Anuchin O. N., Emelyantsev G. I. *Integrirovannye sistemy orientatsii i navigatsii dlya morskikh podvizhnykh obektov* [Integrated Systems of Orientation and Navigation for Marine Mobile Objects]. Ed by V. G. Peshekhonov. SPb: *RNTS RF OAO «Kontsern «TSNII «Ehlektroripor»*, 1999, 357 p. (In Russ.)

4. Dao Van Ba, Le Van Trang, Shalymov R. V. *Dinamic Calibration of the Triad of Accelerometers on the Two-Axis Bed*. Proc. of Saint Petersburg Electrotechnical University. 2014, no. 8, pp. 72–76. (In Russ.)

5. Hayal A. *Static calibration of the tactical grade inertial measurement*. Thesis Master of Science. Columbus, USA, The Ohio State University, 2010, 118 p.

6. Lakoza S. L., Meleshko V. V. *Scalar Calibration of Low and Medium Precision Accelerometers*. Radio Engineering. 2015, no. 1, pp. 9–28. doi: 10.7463/rdopt.0115.0779996 (In Russ.)

7. Anisimov S. A., Boronachin A. M., Burnashev M. N., Ivanov P. A., Oleynik L. N., Surov I. L., Tkachenko A. N., Filatov Y. V. *A Gyro Triad Testing Algorithm on a Two Axes Rotation Test Table*. Proc. of Saint Petersburg Electrotechnical University. 2009, vol. 8, pp. 26–34. (In Russ.)

8. Klikovich B. V. *SINS Calibration in Inertial Mode Combination of Speed and Scalar Methods*. Gyroscopy and Navigation. 2014, no. 3, p. 29. (In Russ.)

9. Izmailov E. A., Lep S. N., Molchanov A. V., Pol-

ikovskii E. F. *Skalyarnyi sposob kalibrovki i balansirovki besplatformennykh inertsial'nykh navigatsionnykh sistem* [Scalar Method for Calibrating and Balancing Strapdown Inertial Navigation Systems]. XV *MKINS*. SPb, 2008, pp. 145–154. (In Russ.)

10. Avrutov V. V. *About Scalar Calibration of Gyro and Accelerometers Unit*. *Vestnik NTUU "KPI". Seriya Priladobuduvaniya*. 2010, pp. 10–17. (In Russ.)

11. Chelpanov I. B., Evstifieev M. I., Kochetkov A. V. *Test Methods of Micromechanical Sensors and Devices*. Instruments. 2014, no. 4 (166), pp. 16–20. (In Russ.)

12. Dao Van Ba, Boronakhin A. M., Ivanov P. A., Surov I. L., Lebedeva M. A., Malyaeva A. V., Le Van Chang. *Rezultaty ispytaniy mikromekhanicheskogo modulya* [Test Results of the Micromechanical Module]. Collection of reports 64 sci.-tech. conf. faculty of the university, St. Petersburg Electrotechnical University "LETI", 25 Jan. – 5 Feb. 2011, pp. 173–176. (In Russ.)

13. Boronahin A. M., Ivanov P. A., Surov I. L. *Investigation of the Influence of Test Equipment Instrumental Errors on the Micromechanical Accelerometers Triad Calibration Results*. Nano- and Microsystems Technology. 2011, no. 3, pp. 9–11. (In Russ.)

14. Shavrin V. V., Konakov A. S., Tislenko V. I. *Calibration of Strapdown Mems Acceleration and Gyro Sensors in Inertial Navigation Systems*. Proc. of TUSUR University. 2012, no. 1 (25), pp. 265–269. (In Russ.)

15. *Datashity akselerometra ADXL325 kompanii Analog Devices*. Available at: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADXL325.pdf> (accessed 10.09.2021)

Information about the authors

Nguyen Trong Yen, Master in Instrumentation Engineering and Navigation, Stabilization and Orientation Systems (2014), Postgraduate student at Le Quy Don State Technical University (Hanoi, Vietnam). The author of 4 scientific publications. Area of expertise: inertial navigation and orientation systems.

Address: Le Quy Don Technical University, 236 Co Nhue, Bac Tu Liem, Ha Noi, Viet Nam.

E-mail: trongyen@lqdtu.edu.vn

<https://orcid.org/0000-0003-4330-8542>

Nguyen Quoc Khanh, Engineer in Instrumentation Engineering (2020), Master's degree at Le Quy Don State Technical University (Hanoi, Vietnam). The author of 2 scientific publications. Area of expertise: inertial navigation and orientation systems.

E-mail: nguyenuockhanh183@gmail.com

Ha Manh Thang, PhD (2013). Deputy Head of International Cooperation Department, Head of International Education Department, Lecturer of Control Engineering Department, Le Quy Don State Technical University, Hanoi, Vietnam. The author of 12 scientific publications. Area of expertise: control systems of technical processes and productions.

E-mail: hamatha@lqdtu.edu.vn

<https://orcid.org/0000-0001-9985-6105>

Диагностирование когнитивного развития детей через оценку разделенной интенциональности в биотехнической системе

И. В. Данилов¹, Н. И. Куракина^{2✉}, С. Михайлова³

¹Академия искусств и наук Ангеликум Константиниана, Рим, Италия

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

³Рижский университет им. Страдина, Рига, Латвия

✉ nikurakina@etu.ru

Аннотация

Введение. До 17 % детей диагностированы с нарушениями когнитивного развития. Выявление задержки развития детей на раннем этапе позволяет осуществлять раннее лечение с большей эффективностью. Современная диагностика имеет ряд ограничений, связанных с проблемой корректной оценки маркеров поведения детей. Классический метод зависит от квалификации специалистов и способности родителей своевременно выявить и информативно сообщить о проблеме.

Цель работы. Разработка компьютеризированной методики и алгоритма оценки разделенной интенциональности в парах мать–ребенок, создание биотехнической системы ранней диагностики отставания когнитивного развития детей.

Материалы и методы. Анализируются собственные исследования, в которых целью являлось измерение интеллектуальной деятельности группы при стимулировании их разделенной интенциональности; независимой переменной было интеллектуальное задание; описаны стимулы разделенной интенциональности. Применен математический аппарат теории измерений, теории систем и статистического исследования зависимостей.

Результаты. Создана биотехническая система, использующая программное обеспечение для диагностики когнитивного отставания детей в течение 15-минутного квиц-теста. Два фактора воздействия биотехнической системы на объект оценки: электромагнитное поле для стимуляции разделенной интенциональности и интеллектуальный тест. Результаты оценки предоставляются пользователю (специалисту или родителям) моментально в форме рекомендаций, понятных неспециалисту, и в форме базы данных, удобной для дальнейшего хранения и обработки.

Заключение. Преимущество метода – в объективности компьютеризированной оценки, диагностирующей объект также онлайн, в отличие от классического подхода, основанного на маркерах поведения детей. Еще одно преимущество метода оценки заключается в возможности диагностирования отставания когнитивного развития детей в более раннем возрасте, который еще не предполагает вербальной коммуникации.

Ключевые слова: разделенная интенциональность, инсайт, групповое решение проблем, социальное познание, познание, расстройство познания, педагогика

Для цитирования: Данилов И. В., Куракина Н. И., Михайлова С. Диагностирование когнитивного развития детей через оценку разделенной интенциональности в биотехнической системе // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 4. С. 105–115. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-105-115

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 22.05.2022; принята к публикации после рецензирования 27.06.2022; опубликована онлайн 28.09.2022

Diagnostics of Cognitive Development in Children by Assessing Shared Intentionality in a Biotechnical System

Igor V. Danilov¹, Natalia I. Kurakina^{2✉}, Sandra Mihailova³

¹Academy Angelica Constantiniana, Rome, Italy

²Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

³Rīga Stradiņš University, Riga, Latvia

✉ nikurakina@etu.ru

Abstract

Introduction. Recent research shows that up to 17 % of children are diagnosed with cognitive developmental disorders. Early identification of developmental delay in children allows an earlier onset of treatment with greater efficiency. However, the modern diagnostic approach has limitations associated with the problem of correctly assessing behavioral markers of children. This classical assessing approach depends on specialists' professionalism and parents' competence in reporting the issue timely and informatively.

Aim. Developing a computerized methodology and algorithm for estimating shared intentionality in mother-child dyads; designing a biotechnical system for the early diagnosis of a lag in children's cognitive development.

Materials and methods. We analyze our own previous research, in which: 1) the goal was to measure the intellectual activity of a group while stimulating their shared intentionality; 2) the independent variable was the intellectual task; 3) the stimuli of shared intentionality were described. The method employs the mathematical apparatus of measurement theory, systems theory, and statistical methods of analysis.

Results. The developed biotechnical system uses specific software for diagnosing cognitive delay in children during a 15-minute test. Two factors of the biotechnical system impact the object of assessment: an electromagnetic field for stimulating shared intentionality and an intellectual test. The system's software instantly provides the assessment results to the user (specialist or parents) in the form of recommendations understandable even to a non-specialist – it saves this database in a convenient form for further storage and processing.

Conclusion. The advantage of the method is its unbiased computerized assessment, which can also diagnose subjects online, conversely to the classical approach based on behavioral markers. Another advantage of the assessment method is the possibility of diagnosing a lag in children's cognitive development at an earlier age, which does not yet imply verbal communication.

Keywords: shared intentionality, insight, group problem-solving, social cognition, cognition, learning disabilities

For citation: Danilov I. V., Kurakina N. I., Mihailova S. Diagnostics of Cognitive Development in Children by Assessing Shared Intentionality in a Biotechnical System. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 105–115. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-105-115

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

Submitted 22.05.2022; accepted 27.06.2022; published online 28.09.2022

Введение. Общеизвестный факт начала познания посредством прото-диалога (protoconversation) – взаимодействия между взрослым и новорожденным, которое возникает в раннем периоде развития, когда у детей еще отсутствуют коммуникативные навыки [1–7]. Коммуникация – обмен взаимно согласованными символами – возникает у детей в возрасте около 9 месяцев, когда малыши начинают абстрактно мыслить [6, 7]. Согласно [8, 9] познание ребенка разви-

вается в социальной среде через интериоризацию внешних отношений и действий, зафиксированных в значениях этих действий и отношений. Однако еще со времен Декарта известно, что приобретение нового знания – это сравнение поступающего массива информации с уже усвоенными знаниями. Значит, интериоризация младенцем (в возрасте до 9 месяцев) социальных феноменов происходит без коммуникации, основанной на символах, и без перцеп-

ции, ассоциирующей сенсорные стимулы с уже существующими в сознании феноменами. Ребенок познает социальную реальность с помощью сенсорного восприятия без использования образов предметов и явлений, без понимания их смысла или сути. Таким образом, в современных знаниях о познании детей существует пробел – ребенок каким-то образом познает первоначальный комплекс феноменов, не опираясь на предшествующее знание, которое, как было отмечено (это первоначальное знание феноменов), необходимо для запуска последующего процесса познания.

Томазелло [5] предлагает решить эту проблему через понятие разделенной интенциональности (shared intentionality). Он утверждает, что развитие социальных связей у детей относится к временным срезам, начиная с разделенной интенциональности с рождения через обмен эмоциями. С точки зрения Томазелло [5], познание возникает через первичную движущую силу новорожденных – разделенную интенциональность в процессе эмоционального обмена. Эта модальность межличностного взаимодействия младенец–мать описана в мировой литературе [7, 10–12]. Однако только ограниченное количество исследований оценивало разделенную интенциональность [7, 10–12]. Оценка эффективности воздействия разделенной интенциональности на результаты познания или мыслительной деятельности мало изучена. Метод оценки этой модальности взаимодействия отсутствует.

Многолетнее международное исследование, завершившееся в 2019 г., выявило, что около 17 % детей в возрасте 3–17 лет были диагностированы с нарушениями когнитивного развития, в том числе: 9.04 % детей диагностированы с синдромом дефицита внимания/гиперактивности; 7.74 % – с нарушением обучаемости (дислексия, дискалькулия и т. д.); 1.10 % – с умственной отсталостью; 1.74 % – с расстройствами аутистического спектра [13]. Известно, что существует только одна методика диагностики когнитивного отставания детей, которая реализуется на базе оценки поведенческих маркеров и имеет существенные ограничения [7]. Результаты классического метода оценки когнитивного развития детей субъективны и относительно –

они получаются на основе анализа специалистом поведения ребенка в течение короткого планового визита к врачу и на основе субъективных сообщений родителей. Если в результате такой оценки специалист обнаружил отставание развития, только тогда проводится углубленная оценка. Существует ряд ограничений для своевременного обнаружения когнитивного отставания: 1) нет конкретного срока проявления "маркерных" навыков у ребенка, вместо этого существует представление об "окне возможностей"; 2) необходим высокий уровень профессионализма врачей для обнаружения несоответствия развития ребенка с "маркерами" во время короткой встречи; 3) необходима высокая компетенция родителей при сообщении симптомов, на которую влияют культурные, образовательные и социальные факторы. Так, например, в возрасте 18–30 месяцев навык речи еще не является обязательным для ребенка. Лингвистические навыки ребенка, например из двуязычной семьи, могут быть переоценены или недооценены как врачом, так и родителями. В этом возрасте оценка когнитивного развития только лишь на основе оценки поведения без вербальной коммуникации усложняет оценку траектории развития. Таким образом, эффективность применения "поведенческой" методики зависит от профессионализма врачей и компетенции родителей при сообщении симптомов [7]. При этом большинство специалистов считают, что выявление задержки развития детей на более раннем этапе (до 3 лет) позволит начать раннее лечение с лучшей эффективностью [7]. Чем раньше начинается лечение, тем лучший результат оно дает [7].

Общепризнано, что нарушение социального взаимодействия между мамой (воспитателем, опекуном) и ребенком сигнализирует о когнитивном отставании ребенка [7, 14–18]. Поэтому метод, основанный на оценке эффективности взаимодействия ребенка с опекунами – протокола через разделенную интенциональность, позволит получать объективные данные для раннего выявления когнитивного отставания развития ребенка. Такой метод эффективен даже для "невербального периода" детского развития, т. е. для возраста до 30 месяцев. Кроме того, этот метод открывает возможности для

разработки специальных лечебных программ для детей с отставанием когнитивного развития, корректирующих их траектории развития. Такой метод оценки и коррекции траектории когнитивного развития детей может стать новым подходом к проблеме, внося вклад в дошкольное образование с внедрением инновационных технологий обучения.

Таким образом, целью данной статьи является разработка методики и алгоритма оценки разделенной интенциональности в парах мать–ребенок, создание биотехнической системы ранней диагностики отставания когнитивного развития детей.

Метод. Исследование нацелено на формализацию процедур диагностирования когнитивного развития детей через оценку разделенной интенциональности в парах мать–ребенок. С этой целью проводится анализ исследований протодиалога в группах. Статья рассматривает только такие эмпирические исследования, в которых стимуляция разделенной интенциональности отразилась на результатах интеллектуальной деятельности испытуемых, а именно здесь анализируются исследования, в которых: 1) целью являлось измерение интеллектуальной деятельности группы (при стимулировании их разделенной интенциональности), происходящей без вербальной и невербальной коммуникации; 2) зависимыми переменными были социальная вовлеченность участников эксперимента и их эмоциональное возбуждение; 3) независимой переменной было интеллектуальное задание, которое испытуемые могли выполнить только при помощи других участников экспериментов, при этом не обмениваясь с ними информацией ни вербально, ни невербально; 4) описаны стимулы разделенной интенциональности.

Результатом анализа станет описание параметров биотехнической системы: объекта исследования; средств воздействия; оценки результатов воздействия и модуля управления (рис. 1).

Результаты. Анализ результатов исследований [19–21] показывает эффект взаимодействия ребенка с опекунами (без коммуникации) и подтверждает гипотезу влияния разделенной интенциональности на познание (см. таблицу). Эти исследования позволяют определить основные параметры биотехнической системы



Рис. 1. Биотехническая система

Fig. 1. Biotechnical system

для измерения когнитивного развития детей. Все рассматриваемые в данной работе исследования реконструировали биологическую систему мать–младенец, в которой интериоризация младенцем социальных феноменов происходит при исключении из взаимодействия коммуникации и перцепции, т. е. ассоциация сенсорных стимулов с уже существующими в сознании испытуемых феноменами была исключена. В исследованиях участвовали дети, чья первичная база социальных феноменов уже сформировалась. Поэтому для этих исследований использовали те стимулы, которые гарантированно были непонятными и неизвестными для испытуемых, т. е. субъектам исследования были поставлены такие задания, что испытуемые не были способны самостоятельно их решать. Одновременно такие же задания давались конфедератам – тем участникам эксперимента, кто получал такое же задание, но вместе с подсказкой на правильное решение, находясь вместе с испытуемыми. Одновременно с заданиями биотехническая система стимулировала разделенную интенциональность в группах, воздействуя на испытуемых электромагнитным (ЭМ) полем видимого спектра. Результат оценивался по приросту результативности решения задач испытуемыми по сравнению с базовым уровнем (т. е. с тем блоком задач, на которые не знали ответа ни субъекты, ни конфедераты тоже). В отдельных экспериментах результат

оценивался в сравнении со случайным значением в экспериментах (там, где не было задач базового уровня). Таким образом была реализована оценка эффекта разделенной интенциональности на познание испытуемых, которые получали стимулы через сенсорное восприятие, не понимая смысла и сути стимулов. В этих исследованиях на оценку разделенной интенциональности [19–21] приняло участие 279 участников (испытуемых и конфедератов), которых можно было отнести к первичной группе – членов сообществ, связанных личностными отношениями и живущих в едином социальном ритме. 124 из них были пары мать–ребенок.

Для проверки верности гипотезы проведена проверка размера эффекта P -значения (P -value). За нулевую гипотезу принято утверждение, что нет влияния разделенной интенциональности на результаты ответов. Расчет проводился через определение разницы между ожидаемыми и наблюдаемыми значениями эксперимента. За ожидаемые взяты ответы субъектов без влияния конфедератов:

$$\chi^2 = \sum \frac{(O - E)^2}{E},$$

где O – экспериментальное значение с подсказками конфедератам (или мамам); E – базовое значение ответов (без подсказок или случайное число).

Значение размера эффекта P -value (вероятности ошибки гипотезы) рассчитано на основе таблицы [22] значений распределения χ^2 (хи-квадрат). Как видно из таблицы, P -value не превышает $p \leq 0.05$, что принято считать подтверждением гипотезы. Необходимо отметить, что с точки зрения статистики P -value – это ве-

роятность в рамках определенной статистической модели того, что статистическое обобщение данных (в рассматриваемом случае разницы среднего значения между сравниваемыми группами) будет равно его наблюдаемому значению или более экстремально [23]. P -value указывает, насколько данные совместимы/несовместимы с определенной статистической моделью. Поэтому относительно большое значение P -value не поддерживает, но и не опровергает конкретную гипотезу, лежащую в основе полученных результатов, так как другие гипотезы также могут в равной (или даже большей) степени согласовываться с наблюдаемыми данными [23]. Таким образом, валидность рассматриваемого в статье метода оценки когнитивного развития ребенка экспериментально подтверждена, хотя эффект взаимодействия между матерью и ребенком (без коммуникации) может базироваться и на других теоретических основаниях эффективности взаимодействия в группах или коллективного интеллекта.

Методика оценки когнитивного развития детей через стимулирование разделенной интенциональности в парах мать (воспитатель) и ребенок зависит от факторов, представленных на рис. 1.

Объект исследования. Объектом исследования в данной биотехнической системе являются пары: ребенок и мать (воспитатель). Эксперименты [19–21] показывают, что эффективная разделенная интенциональность проявляется среди групп индивидов в состоянии социальной вовлеченности (social entrainment), которых в социологии относят также к первичной группе. Благодаря психофизиологической когерентности и межперсональной динамике пара способна на синхронную категоризацию сенсорных стимулов, именуемую разделенной интенциональностью.

Результаты проверки верности гипотезы влияния разделенной интенциональности на результаты ответов

Checking the hypothesis of the shared intentionality influence on the quiz-test performance

Группы	Результаты точности счета предметов		
	Количество участников (испытуемых и конфедератов)	χ^2	P -value
Пары мама–ребенок [20]	116	16.14	< 0.001
Пары мама–ребенок [21]	8	4.63	< 0.05
Первичная группа [19]	114	26.37	< 0.001
Первичная группа [20]	41	13.49	< 0.002

Средство воздействия. Биотехническая система стимулирует разделенную интенциональность, и одновременно объекты воздействия вместе осуществляют категоризацию стимулов. Стимулами являются символы, непонятные и неизвестные для ребенка, но знакомые для матери (воспитателя, опекуна). Задания получают оба объекта одновременно, однако только объект оценки (ребенок) вводит в компьютерную систему ответ нажатием активного поля на экране электронного устройства. Экспозицию стимулов и сбор результатов реализует оригинальное программное обеспечение. Одновременно с оперированием стимулами это же программное обеспечение стимулирует межперсональную динамику между ребенком и матерью (воспитателем). Программное обеспечение стимулирует межперсональную синхронность (*interpersonal synchrony*) в парах, экспонируя ритмичное изменение цветов экрана прибора (80 ударов в минуту). Красно-фиолетовый цвет экрана электронного устройства (ритмично меняющаяся длина световой волны 700 и 400 нм поочередно) стимулирует эмоциональное возбуждение. Кроме того, повышенный эмоциональный фон поддерживается фактом участия в непривычном занятии. Согласно модели когерентного интеллекта [7, 10–12, 19–21] эмоциональное заражение (*emotional contagion*) и межперсональная синхронность индуцируют разделенную интенциональность в парах. Таким образом, взаимодействие внутри биотехнической системы стимулирует разделенную интенциональность, содействующую неосознанному выбору ребенком одинакового с воспитателем стимула – правильного ответа из четырех вариантов на экране прибора.

Оценка результатов воздействия. Методика оценки когнитивного развития ребенка основана на сравнении результата его ответа под воздействием разделенной интенциональности с вероятностью случайного результата. Такой подход к оценке обусловлен тем, что ребенок отвечает на задания, не используя никакой рациональной стратегии, потому что символы задания ему неизвестны. Все его ответы неосознанны и поэтому вероятностны, т. е. с этой точки зрения могут рассчитываться по за-

конам теории случайных чисел. Перед квиц-тестом ребенка просят догадываться о правильном ответе на каждое задание, следуя ощущению "какой ответ больше нравится/не нравится", т. е. его просят принимать решения, повинаясь своей интуиции или знанию, приходящему внезапным инсайтом. Ему не рекомендуют придерживаться единого правила при ответах. После завершения квиц-теста программное обеспечение исключает возможные закономерные последовательности ответов, которые предполагают какую-либо рациональную стратегию. Например, исключаются результаты, если программа регистрирует выбор ребенком каждый раз одного и того же активного поля на экране или выбор одного и того же параметра в каждом задании (например, всегда одного цвета). В таком случае в конце квиц-теста программа сообщает паре, что "задание выполнено неверно, просим повторить тест". Иными словами, данные регистрируются для дальнейшей обработки, если ребенок отвечал на вопросы квиц-теста случайно, не следуя рациональной стратегии, если все принятые ребенком решения случайны. Девиация результата от случайного показывает величину эффекта разделенной интенциональности. Мать (воспитатель) знает ответ, и поэтому категоризация ею стимулов влияет на категоризацию этих же стимулов ребенком и, соответственно, дает прирост правильных ответов по сравнению со случайным числом ответов. Квиц-тест состоит из системы 20 независимых вопросов, максимальная вероятность существует у 5 правильных ответов $P(5) = 0.20233$, рассчитывается по формуле Бернулли

$$P_n(k) = C_n^k p^k q^{n-k}, \quad (1)$$

где C – количество сочетаний n по k ; n – независимые испытания, вероятность каждого равна p ($0 < p < 1$); k – на сколько заданий ребенок ответит правильно; p – вероятность в каждом задании; $q = 1 - p$.

Система независимых вопросов теста создана таким образом, что вариант ответа каждого задания выбирается без исключения этого варианта из последующих заданий. Вероятность того, что ребенок выберет правильный ответ, одинакова для каждого задания и не зависит от

ответов на остальные задания. Вероятность количества k правильных ответов на задания определяется по (1).

Для определения точности метода применяя стандартная процедура расчета относительной погрешности измерений.

Эксперименты с парами мать–ребенок показали, что эффективность (прирост) ответов детей по сравнению со случайным результатом равномерно распределялась в диапазоне 32–125 % [20, 21], что в пересчете на баллы для данной методики составляет разброс ответов в диапазоне 7...11 баллов. Реальная оценка $X(p)$ определяется из среднего значения разделенной интенциональности, полученной экспериментально [20, 21], и равна $M(\text{эксп}) = 8$ баллов. Абсолютная погрешность рассчитывается по стандартной формуле

$$\Delta = X_{\text{из}} - X_p;$$

$$\delta = \Delta / X_p,$$

где $X_{\text{из}}$ – измеренный результат квиц-теста; X_p – реальная оценка, определяемая по среднему экспериментальному значению; Δ – абсолютная погрешность; δ – относительная погрешность.

Таким образом, при результате 9 баллов относительная погрешность составит 12.5 % ($\delta = 12.5$ %). Таким образом, при установлении маркера успешного измерения в 9 баллов погрешность оценки составляет не более 13 %. Погрешность, равная 13 %, является допустимой погрешностью для портативных медицинских приборов. Например, портативные приборы измерения сахара в крови имеют допустимую погрешность 10–20 %.

При надежности результата, например при несоответствии результата оценки "поведенческим" маркерам ребенка, диагностируемым специалистом, повторный результат квиц-теста исключает ошибку, так как вероятность повторения оценки низка. Расчет по (1) показывает, что вероятность повторного результата 7 баллов равна $P(7/2) = 0.04879$, а вероятность повторного результата 9 баллов равна $P(9/2) = 0.00294$, т. е. в последнем случае вероятность случайно-

го повторения почти в 10 раз меньше. Повторную проверку рекомендуется проводить при результате до 8 баллов. В таком случае повторное измерение, приводящее к подтверждению оценки (или показывающее результат выше), исключает ошибку. Как отмечено ранее, эксперименты [20, 21] с парами мать–ребенок показали, что ответы детей с нормальной траекторией когнитивного развития давали разброс ответов в диапазоне 7...11 баллов. Таким образом, "нормальные" дети показывают результаты в двух диапазонах: "высокий" балл от 9 до 11 и "низкий" – от 7 до 9. "Низкий" балл является сигналом для повышенного внимания к ребенку и, как показано ранее, требует повторного измерения для исключения ошибки конкретного измерения.

Модуль управления реализован специальным программным обеспечением и решает следующие задачи:

1. Экспонирование квиц-теста из интеллектуальных заданий. Последовательная демонстрация 20 задач с интерактивной функцией выбора решения из 4 вариантов ответа на каждую.

2. Формирование базы данных после прохождения всех заданий квиц-теста.

3. Стимуляции межперсональной динамики. Одновременно с экспонированием стимулов программное обеспечение стимулирует межперсональную динамику между ребенком и матерью (воспитателем) посредством ритмичного изменения цветов экрана мобильного телефона (80 миганий в минуту).

4. Программа также стимулирует эмоциональное возбуждение. Ритмично меняющийся красно-фиолетовый цвет экрана смартфона с длинами световых волн 700 и 400 нм соответственно. Блок-схема алгоритма оценки разделенной интенциональности представлена на рис. 2.

Методика оценки разделенной интенциональности состоит из шести этапов, начиная с этапа "Регистрация". В систему вводятся персональные данные для контроля релевантности последующих измерений. На этапе "Стимуляция" смена длин световых волн 700 и 400 нм излучения видимого спектра управляется частотной модуляцией 80 колебаний в минуту. Это электромагнитное воздействие индуцирует

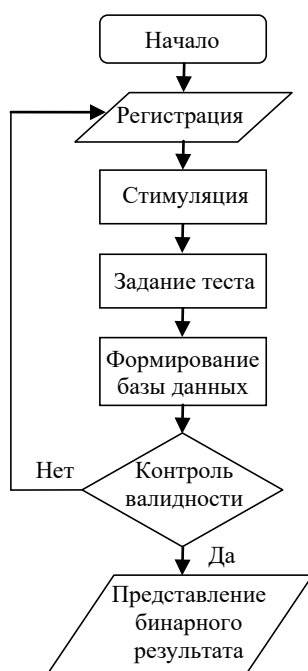


Рис. 2. Блок-схема алгоритма оценки

Fig. 2. Evaluation algorithm

межперсональную динамику между ребенком и матерью (воспитателем) за 1 мин до начала ответов на вопросы квиц-теста и продолжается все время тестирования. Этап "Задание теста" длится 10 мин: ребенок вводит ответы на вопросы, нажимая активное поле из 4 вариантов ответа. На следующем этапе "Формирование базы данных" создается единый массив данных, включая персональные данные и результаты тестирования. По этой базе данных на стадии "Контроль валидности" проверяется соответствие сформированных результатов квиц-теста с требованиями оценки. Невалидным результатом считаются следующие массивы данных: 1) база с менее чем 18 ответами на вопросы (правильными или неправильными), 10 % отсутствующих ответов закладывается в случайную погрешность; 2) база, соответствующая критерию рациональности: ребенок использовал одну из описанных ранее рациональных стратегий; 3) низкий результат: ребенок набрал меньше 8 баллов. Признание результатов невалидными приводит к перезапуску теста. На последней стадии "Представление бинарного ре-

зультата" в случае валидных результатов, а также в случае полученных повторно невалидных результатов система представляет один из вариантов результата: 1) тест завершен благополучно, нет причин для беспокойства; 2) тест не пройден, предлагаем связаться с вашим педиатром.

Выводы. Разработана методика оценки когнитивного развития детей на основе измерения эффекта взаимодействия между матерью и ребенком. В статье представлен расчет вероятности ошибки гипотезы разделенной интенциональности (P -value), лежащей в основе изучаемого эффекта взаимодействия в группах. Максимальное P -value составило $p \leq 0.05$, что можно считать подтверждением валидности предлагаемой методики. Методика позволяет диагностировать когнитивное отставание детей в течение 15-минутного квиц-теста. Разработан алгоритм диагностирования когнитивного развития детей через оценку разделенной интенциональности в парах мать–ребенок. Созданная биотехническая система использует специально разработанное программное обеспечение. Пользователь получает результаты оценки моментально в форме рекомендаций, понятных неспециалисту, а в форме сформированной базы данных они удобны для дальнейшего хранения и обработки. Преимущество метода оценки биологических систем в том, что в нем не используется классический подход к оценке когнитивного развития, основанный на маркерах поведения детей, результаты которых субъективны и относительно, в отличие от данного компьютеризированного метода, диагностирующего детей также онлайн. Еще одно преимущество этого метода оценки заключается в возможности диагностирования отставания когнитивного развития детей в более раннем возрасте, который еще не предполагает вербальной коммуникации. Определена относительная погрешность данного метода измерения на уровне 14 %, что является допустимой погрешностью для портативных медицинских приборов.

Список литературы

1. Gopnik A. Before speech: the beginning of interpersonal communication // J. of Child Language. 1981. Vol. 8. P. 495–99. doi: 10.1017/S0305000900003342

2. Trevarthen C. Signs Before Speech / ed. by T. A. Sebeok, J. Umiker-Sebeok // The Semiotic Web

1989. Boston: De Gruyter Mouton, 1989. P. 689–756.
doi: 10.1515/9783110874099.689

3. Yingling J. M. Does that mean 'no'? Negotiating proto-conversation in infant-caregiver pairs // *Research on Language and Social Interaction*. 1990. Vol. 24, № 1–4. P. 71–108. doi: 10.1080/08351819009389333

4. Stein B., Manstead A., Oatley K. *Intersubjective Communication and Emotion in Early Ontogeny*. Cambridge: Cambridge University Press, 1998. 472 p.

5. Tomasello M. *Becoming Human: A Theory of Ontogeny*. Cambridge: Belknap Press of Harvard University Press, 2019. 392 p.

6. Danilov I. V. Imitation or Early Imitation: Towards the Problem of Primary Data Entry // *J. of Higher Education Theory and Practice*. 2021. Vol. 21, № 4. P. 242–247. doi: 10.33423/jhetp.v21i4.4222

7. Danilov I. V., Mihailova S. A New Perspective on Assessing Cognition in Children through Estimating Shared Intentionality // *J. of Intelligence*. 2022. Vol. 10, № 2. P. 21. doi: 10.3390/jintelligence10020021

8. Выготский Л. С. Мышление и речь. Москва: Национальное образование, 2016. 368 с.

9. Ekman P. Basic emotions // *Handbook of Cognition and Emotion* / ed. by T. Dalgleish and M. Power. NY: John Wiley and Sons, 1999. P. 45–60.

10. Danilov I. V., Mihailova S. Neuronal Coherence Agent for Shared Intentionality: A Hypothesis of Neurobiological Processes Occurring during Social Interaction // *OBM Neurobiology*. 2021. Vol. 5, № 4. P. 1–26. doi: 10.21926/obm.neurobiol.2104113

11. Danilov I. V., Mihailova S. Advanced e-Learning by Inducing Shared Intentionality: Foundation of Coherent Intelligence for Grounds of e-Curriculum // *Int. J. on Advances in Intelligent Systems*. 2021. Vol. 14, № 14. P. 131–140.

12. Danilov I. V. Contactless Human-Computer Systems via Shared Intentionality: A Concept Design for the Next Generation of Smart Prosthetic Limbs // *Proc. of the Future Technologies Conf.* 2021, Vol. 3. P. 776–791. doi: 10.1007/978-3-030-89912-7_59

13. Prevalence and Trends of Developmental Disabilities among Children in the United States: 2009–2017 / B. Zablotsky, L. I. Black, M. J. Maenner, L. A. Schieve, M. L. Danielson, R. H. Bitsko, S. J. Blumberg, M. D. Kogan, C. A. Boyle // *Pediatrics*. 2019. Vol. 144, № 4. P. e20190811. doi: 10.1542/peds.2019-0811

14. Gresham F. M., MacMillan D. L. Social competence and affective characteristics of students with mild disabilities // *Review of Educational Research*. 1997. Vol. 67, № 4. P. 377–415. doi: 10.3102/00346543067004377

15. Cullinan D. *Students with Emotional and Behavioral Disorders: An Introduction for Teachers and Other Helping Professionals*. NJ: Merrill/Prentice Hall, 2002. 507 p.

16. Margot P., Ozonoff S. Psychological factors in autism // *Autism and Pervasive Developmental Disorders* / ed. by F. R. Volkmar. Cambridge: Cambridge University Press, 2007. P. 69–128. doi: 10.1017/CBO9780511544446.004

17. Evaluation of the Diagnostic Stability of the Early Autism Spectrum Disorder Phenotype in the General Population Starting at 12 Months / K. Pierce, V. H. Gazestani, E. Bacon, C. C. Barnes, D. Cha, S. Nalabolu, L. Lopez, A. Moore, S. Pence-Stophaeros, E. Courchesne // *JAMA Pediatrics*. 2019. Vol. 173, № 6. P. 578–587. doi: 10.1001/jamapediatrics.2019.0624

18. Rojas-Torres L. P., Alonso-Esteban Yu., Alcantud-Marín F. Early Intervention with Parents of Children with Autism Spectrum Disorders: A Review of Programs // *Children*. 2020. Vol. 7, № 12. P. 294. doi: 10.3390/children7120294

19. Danilov I. V., Mihailova S., Perepjolkina V. Unconscious social interaction, Coherent intelligence in Learning // *ICERI2019 Proc.* 2019. P. 2217–2222. doi: 10.21125/iceri.2019.0606

20. Danilov I. V., Mihailova S. Intentionality vs Chaos: Brain Connectivity through Emotions and Cooperation Levels beyond Sensory Modalities // *The Thirteenth Intern. Conf. on Advanced Cognitive Technologies and Applications*. Porto, Portugal, 18–22 Apr. 2021. P. 1–6.

21. Danilov I. V., Mihailova S., Reznikoff I. Frontiers in Cognition for Education: Coherent Intelligence in e-Learning for Beginners Aged 1 to 3 years // *The 20th Int. Conf. on e-Learning, e-Business, Enterprise Information Systems, and e-Government*. Las Vegas, USA, 26–29 July 2021. P. 32.

22. Values of the Chi-squared distribution // *MedCalc Easy-to-use statistical software*. URL: <https://www.medcalc.org/manual/chi-square-table.php> (дата обращения 22.05.22)

23. Wasserstein R. L., Lazar N. A. The ASA Statement on p-Values: Context, Process and Purpose // *The American Statistician*. 2016. Vol. 70, № 2. P. 129–133. doi: 10.1080/00031305.2016.1154108

Информация об авторах

Данилов Игорь Валерьевич – академик Академии искусств и наук Ангеликум Костантиниана, член Сообщества когнитивных наук, председатель Академического центра когерентного интеллекта. Автор более 15 научных работ. Сфера научных интересов – физические основы и модальности социального взаимодействия, оценка когнитивного развития.

Адрес: Академический центр когерентного интеллекта, ул. Альберико II, д. 11, Рим, 00193, Италия

E-mail: igor_val.danilov@acci.center

<https://orcid.org/0000-0003-0496-8134>

Куракина Наталия Игоревна – кандидат технических наук (2001), доцент (2002), доцент кафедры информационно-измерительных систем и технологий, директор УНЦ "ГИС технологии" Санкт-

Диагностирование когнитивного развития детей через оценку

разделенной интенциональности в биотехнической системе

Diagnostics of Cognitive Development in Children

by Assessing Shared Intentionality in a Biotechnical System

Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 180 научных работ. Сфера научных интересов – комплексная оценка; мониторинг; анализ и управление объектами на ГИС-основе.

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

E-mail: NIKurakina@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1827-5259>

Михайлова Сандра – доктор психологических наук (1999), доцент факультета коммуникаций, директор учебной программы "Психология" Рижского университета им. Страдина. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – психология личности, ценности, жизненный стиль, психология эмоций.

Адрес: Рижский университет им. Страдина, ул. Дзирцеме, д. 16, Рига, LV-1007, Латвия

E-mail: sandra.mihailova@rsu.lv

<https://orcid.org/0000-0002-9526-1881>

References

1. Gopnik A. Before Speech: The Beginning of Interpersonal Communication. *J. of Child Language*. 1981, vol. 8, pp. 495–499. doi: 10.1017/S0305000900003342
2. Trevarthen C. Signs Before Speech. Ed. by T. A. Sebeok, J. Umiker-Sebeok. *The Semiotic Web* 1989. Boston, De Gruyter Mouton, 1989, pp. 689–756. doi: 10.1515/9783110874099.689
3. Yingling J. M. Does That Mean 'No'? Negotiating Proto-Conversation in Infant-Caregiver Pairs. *Research on Language and Social Interaction*. 1990, vol. 24, no. 1–4, pp. 71–108. doi: 10.1080/08351819009389333
4. Stein B., Manstead A., Oatley K. *Intersubjective Communication and Emotion in Early Ontogeny*. Cambridge, Cambridge University Press, 1998, 472 p.
5. Tomasello M. *Becoming Human: A Theory of Ontogeny*. Cambridge, Belknap Press of Harvard University Press, 2019, 392 p.
6. Danilov I. V. Imitation or Early Imitation: Towards the Problem of Primary Data Entry. *J. of Higher Education Theory and Practice*. 2021, vol. 21, no. 4, pp. 242–247. doi: 10.33423/jhetp.v21i4.4222
7. Danilov I. V., Mihailova S. A New Perspective on Assessing Cognition in Children through Estimating Shared Intentionality. *J. of Intelligence*. 2022, vol. 10, no. 2, p. 21. doi: 10.3390/jintelligence10020021
8. Vygotskii L. S. *Myshlenie i Rech'* [Thinking and Speech]. Moscow, *Natsional'noe Obrazovanie*, 2016, 368 p. (In Russ.)
9. Ekman P. Basic Emotions. *Handbook of Cognition and Emotion*. Ed. by T. Dalgleish and M. Power. NY, John Wiley and Sons, 1999, pp. 45–60.
10. Danilov I. V., Mihailova S. Neuronal Coherence Agent for Shared Intentionality: A Hypothesis of Neurobiological Processes Occurring during Social Interaction. *OBM Neurobiology*. 2021, vol. 5, no. 4, pp. 1–26. doi: 10.21926/obm.neurobiol.2104113
11. Danilov I. V., Mihailova S. Advanced e-Learning by Inducing Shared Intentionality: Foundation of Coherent Intelligence for Grounds of e-Curriculum. *Int. J. on Advances in Intelligent Systems*. 2021, vol. 14, no. 14, pp. 131–140.
12. Danilov I. V. Contactless Human-Computer Systems via Shared Intentionality: A Concept Design for the Next Generation of Smart Prosthetic Limbs. *Proc. of the Future Technologies Conf.* 2021, vol. 3, pp. 776–791. doi: 10.1007/978-3-030-89912-7_59
13. Zablotsky B., Black L. I., Maenner M. J., Schieve L. A., Danielson M. L., Bitsko R. H., Blumberg S. J., Kogan M. D., Boyle C. A. Prevalence and Trends of Developmental Disabilities among Children in the United States: 2009–2017. *Pediatrics*. 2019, vol. 144, no. 4, p. e20190811. doi: 10.1542/peds.2019-0811
14. Gresham F. M., MacMillan D. L. Social Competence and Affective Characteristics of Students with Mild Disabilities. *Review of Educational Research*. 1997, vol. 67, no. 4, pp. 377–415. doi: 10.3102/00346543067004377
15. Cullinan D. *Students with Emotional and Behavioral Disorders: An Introduction for Teachers and Other Helping Professionals*. NJ, Merrill/Prentice Hall, 2002, 507 p.
16. Margot P., Ozonoff S. Psychological Factors in Autism. *Autism and Pervasive Developmental Disorders*. Ed. by F. R. Volkmar. Cambridge, Cambridge University Press, 2007, pp. 69–128. doi: 10.1017/CBO9780511544446.004
17. Pierce K., Gazestani V. H., Bacon E., Barnes C. C., Cha D., Nalabolu S., Lopez L., Moore A., Pence-Stophaeros S., Courchesne E. Evaluation of the Diagnostic Stability of the Early Autism Spectrum Disorder Phenotype in the General Population Starting at 12 Months. *JAMA Pediatrics*. 2019, vol. 173, no. 6, pp. 578–587. doi: 10.1001/jamapediatrics.2019.0624
18. Rojas-Torres L. P., Alonso-Esteban Yu., Alcantud-Marín F. Early Intervention with Parents of Children with Autism Spectrum Disorders: A Review of Programs. *Children*. 2020, vol. 7, no. 12, p. 294. doi: 10.3390/children7120294
19. Danilov I. V., Mihailova S., Perepjolkina V. Unconscious Social Interaction, Coherent Intelligence in Learning. *ICERI2019 Proc.* 2019, pp. 2217–2222. doi: 10.21125/iceri.2019.0606
20. Danilov I. V., Mihailova S. Intentionality vs Chaos: Brain Connectivity through Emotions and Cooperation Levels beyond Sensory Modalities. *The Thirteenth Intern. Conf. on Advanced Cognitive Technologies and Applications*. Porto, Portugal, 18–22 April 2021, pp. 1–6.
21. Danilov I. V., Mihailova S., Reznikoff I. Frontiers in Cognition for Education: Coherent Intelligence

in e-Learning for Beginners Aged 1 to 3 years. The 20th Int. 1 Conf. on e-Learning, e-Business, Enterprise Information Systems, and e-Government. Las Vegas, USA, 26–29 July 2021, p. 32.

22. Values of the Chi-squared distribution. MedCalc Easy-to-use statistical software. Available at:

<https://www.medcalc.org/manual/chi-square-table.php> (accessed 22.05.22)

23. Wasserstein R. L., Lazar N. A. The ASA Statement on p-Values: Context, Process and Purpose. The American Statistician. 2016, vol. 70, no. 2, pp. 129–133. doi: 10.1080/00031305.2016.1154108

Information about the authors

Igor V. Danilov, academic of the Rome Academy Angelica Costantiniana, member of the Cognitive Science Society, Chairman of the Academic Center for Coherent Intelligence. The author of more than 15 scientific publications. Area of expertise: physical foundations and modalities of social interaction; assessment of cognitive development.

Address: Academic Center for Coherent Intelligence, 11, Alberico II St., Rome 00193, Italy

E-mail: igor_val.danilov@acci.center

<https://orcid.org/0000-0003-0496-8134>

Natalia I. Kurakina, Cand. Sci. (Eng.) (2001), Associate Professor (2002), Associate Professor at the Department of Information and Measurement Systems and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 180 scientific publications. Area of expertise: complex assessment, monitoring, analysis and object management on the GIS basis.

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

E-mail: NIKurakina@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-1827-5259>

Sandra Mihailova, Dr Sci. (Psych.) (1999), Associate Professor at Faculty of Communication, Director of Study Programme Psychology of Rīga Stradiņš University. The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: psychology of personality; values; life style; psychology of emotions.

Address: Rīga Stradiņš University, 16, Dzirciema St., Riga LV-1007, Latvia

E-mail: sandra.mihailova@rsu.lv

<https://orcid.org/0000-0002-9526-1881>

Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product

UDC 006.21:006.29

Original article

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2022-25-4-116-122>

Machine Learning System for Predicting Cardiovascular Disorders in Diabetic Patients

Ali Mayya^{1,2} ✉, Hanadi Solieman^{1,2}

¹ Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

² Tishreen University, Latakia, Syria

✉ alimayya1357@gmail.com

Abstract

Introduction. Patients with diabetes are exposed to various cardiovascular risk factors, which lead to an increased risk of cardiac complications. Therefore, the development of a diagnostic system for diabetes and cardiovascular disease (CVD) is a relevant research task. In addition, the identification of the most significant indicators of both diseases may help physicians improve treatment, speed the diagnosis, and decrease its computational costs.

Aim. To classify subjects with different diabetes types, predict the risk of cardiovascular diseases in diabetic patients using machine learning methods by finding the correlational indicators.

Materials and methods. The NHANES database was used following preprocessing and balancing its data. Machine learning methods were used to classify diabetes based on physical examination data and laboratory data. Feature selection methods were used to derive the most significant indicators for predicting CVD risk in diabetic patients. Performance optimization of the developed classification and prediction models was carried out based on different evaluation metrics.

Results. The developed model (Random Forest) achieved the accuracy of 93.1 % (based on laboratory data) and 88 % (based on physical examination plus laboratory data). The top five most common predictors in diabetes and prediabetes were found to be glycohemoglobin, basophil count, triglyceride level, waist size, and body mass index (BMI). These results seem logical, since glycohemoglobin is commonly used to check the amount of glucose (sugar) bound to the hemoglobin in the red blood cells. For CVD patients, the most common predictors include eosinophil count (indicative of blood diseases), gamma-glutamyl transferase (GGT), glycohemoglobin, overall oral health, and hand stiffness.

Conclusion. Balancing the dataset and deleting NaN values improved the performance of the developed models. The RFC and XGBoost models achieved higher accuracy using gradient descending order to minimize the loss function. The final prediction is made using a weighted majority vote of all the decisions. The result was an automated system for predicting CVD risk in diabetic patients.

Keywords: cardiovascular disorders, diabetes, machine learning, preprocessing, feature selection, methods evaluation, correlational analysis

For citation: Mayya A., Solieman H. Machine Learning System for Predicting Cardiovascular Disorders in Diabetic Patients. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2022, vol. 25, no. 4, pp. 116–122. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-4-116-122

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

Submitted 20.01.2022; accepted 11.03.2022; published online 28.09.2022



Introduction. Diabetes and cardiovascular diseases (CVD) remain to be among the most dangerous diseases that lead to death. According to the World Health Organization (WHO), an estimated 17.9 million people died from CVD in 2019, accounting for about 32 % of all deaths globally. Out of these cases, 85 % were related to strokes and heart attacks [1, 2]. Most adults diagnosed with diabetes and prediabetes were found to have been unaware of their health condition [3], which might lead to fatal cases if not treated in the early stages [4].

It is widely recognized that there is a close link between diabetes and CVD. Cardiovascular risk factors, such as obesity, hypertension, dyslipidemia, etc., are common in patients with diabetes, exposing them to increased risk of cardiac events. In addition, previous studies have found biological mechanisms associated with diabetes that independently increase the risk of CVD in diabetic patients [5].

At present, machine learning models are popular methods for analyzing and processing biomedical data. Such models have been successfully used for predicting common diseases, including diabetes [6], hypertension in diabetic patients [7], and CVD among diabetic patients [8]. Machine learning methods can reveal hidden factors and determine the common indicators between diabetes and CVD, which is important for early diagnosis and prediction of CVD in patients with diabetes.

In this paper, machine learning models are used to predict diabetes and CVD. Prediction

models were developed separately to maximize their benefit for targeting a larger range of patients, despite the known association between these diseases.

Feature selection methods, such as Random Forest Classifier (RFC) and Extreme Gradient Boosting (XGB), are widely used to identify the most significant features common between diseases, thus facilitating disease classification and prediction [9]. Prediction models, including training and testing processes, were developed based on the National Health and Nutrition Examination Survey (NHANES) dataset.

Methods. Several machine learning models were utilized in this research. First, the model is fed with training data containing the recorded observations and the corresponding labels for the observations category in supervised learning. After that, the model predicts which output label should be associated with the new given observation. The approach is depicted in Fig. 1, starting from raw data through the development of the classification models ending their evaluation in predicting diabetes or cardiovascular disease. The flow diagram consists of four stages: data mining and modeling, model development, model evaluation, and classification and correlation.

Data Mining and Modeling. The research methodology is pipeline data mining and modeling, including preprocessing, normalization and standardization. The first step in preprocessing involves converting the NHANES data (raw patient records) into an acceptable and suitable for-

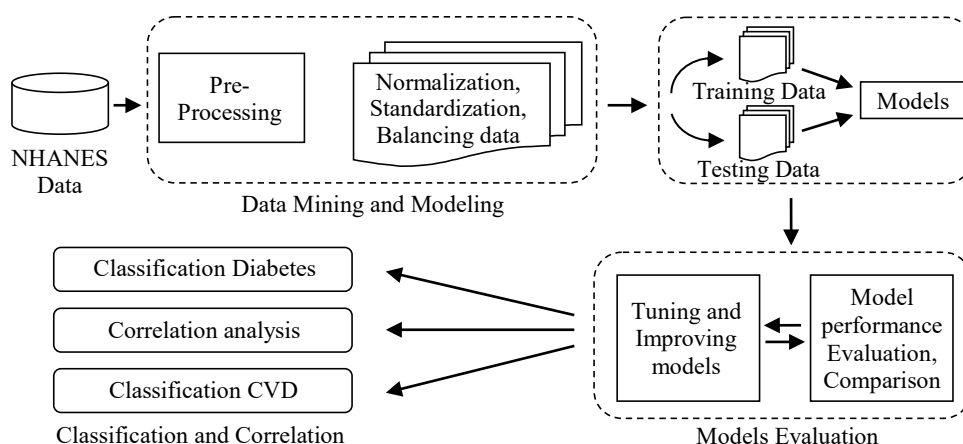


Fig. 1. A flow chart visualizing the main stages in the model approach

mat for the machine learning algorithms, cleaning NaN values, removing redundant rows and columns, and replacing the mean value. The second step of preprocessing involves labeling the data and the output to split the data into training and testing sets. This paper includes physical examinations and laboratory incidents in the database. Binary labels are generated on the survey to facilitate the classification task, as shown in Tab. 1.

Tab. 1. Data labels conversion

Code in NHANES dataset	Diagnosing (label)
DIQ010	Diabetes (diagnosed with diabetes Yes = 1, No = 0)
DIQ160	Prediabetes (diagnosed with prediabetes Yes = 1, No = 0)
MCQ160F	CVD (stroke, heart failure)

After preprocessing the data separately for each disease category, the resulting patients' distribution is shown in Fig. 2. The histograms show the proportion of diagnosed patients with one of the diseases under study to the proportion of healthy individuals. The percentages were taken depending on the NHANES data after preprocessing and removing redundant and NaN values. The data distribution is as follows: 8.5 % were diagnosed with diabetes, 4.8 % were diagnosed with prediabetes, and 3.6 % had one form of CVD. The dataset was normalized and standardized using machine learning tools in Python. The majority of medical databases face the imbalance problem, leading to errors in classification. This problem was solved using the Synthetic Minority Oversampling Technique (SMOTE) for oversampling imbalanced classification datasets.

Model Development. The dataset resulting from the previous stage was split into training and testing sets. First, downsampling was used to produce a balanced 80/20 train/test split. Next, the training set was used to teach the models; then, the models were tested by the testing sets to evaluate the prediction models in the validation stage. The testing set will be fed to the models as unseen data, then the performance of the models will be evaluated with the testing set.

Model evaluation. All the models were tested by metric parameters that were based on the performance statistics in terms of accuracy, precision, recall, and F1 score. The latter sums up the prediction efficiency of a model by combining the recall and precision metrics. Depending on the value of accuracy and F1 score, the models were evaluated. Although multiple methods were used for the purposes of this research, such as logistic regression, SVM, decision trees, adaptive boosting, gradient boosting, random forests (RFC), and XGboost (XGB), we selected RFC and XGB due to their potential of feature selection and correlational analysis between diabetes and CVD.

Classification and Correlation. This pipeline output is a well-tuned classifier that can predict which output label should be associated with a new observation for diabetes and an individual CVD form.

In addition to the correlational analysis, which shows the common most significant indicators between diabetes and CVD and provides a medical interpretation for these indicators.

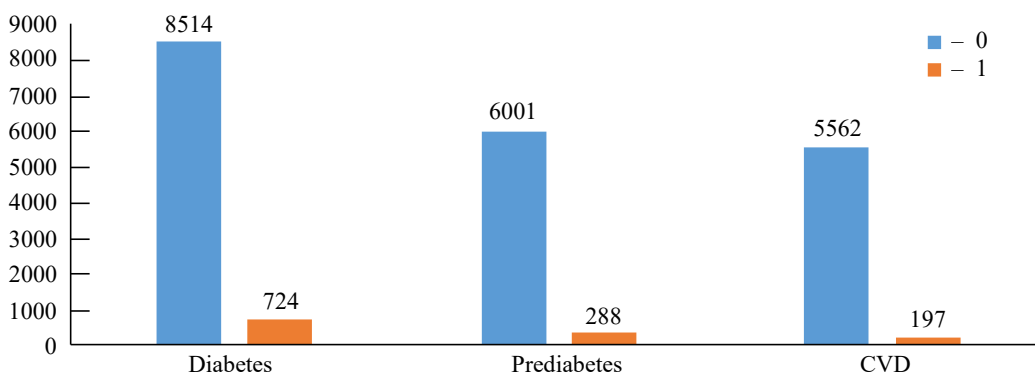


Fig. 2. Diabetes, prediabetes and CVD patients' proportion to the healthy people in NHANES dataset

Tab. 2. Evaluation parameters for the XGB and RFC models with different data cases

Method	Diagnosing	Dataset	Precision	Recall	F1-score	Accuracy
XGB	Prediabetes	Lab	0.71	0.99	0.83	0.79
RFC	Prediabetes	Lab	0.71	0.99	0.83	0.79
XGB	Prediabetes	Exam + Lab	0.69	0.97	0.81	0.77
RFC	Prediabetes	Exam + Lab	0.63	0.98	0.77	0.70
XGB	Diabetes	Lab	0.85	0.96	0.91	0.90
RFC	Diabetes	Lab	0.90	0.97	0.94	0.93
XGB	Diabetes	Exam + Lab	0.77	0.93	0.84	0.83
RFC	Diabetes	Exam + Lab	0.83	0.94	0.88	0.87

Results. Tab. 2 describes the evaluation metrics that were used to evaluate the diabetes and prediabetes classification produced by XGB and RFC classifiers based on the data used: only laboratory data (Lab), both physical examination and laboratory data (Exam + Lab). Tab. 2 shows a close convergence between the parameters. However, it can be seen that RFC demonstrates higher accuracy and F1 score (93 and 94 %, respectively) levels for diabetes based on both laboratory data only and physical examination plus laboratory data. Therefore, RFC can be considered to be the best method. Fig. 3 visualizes the performance of the models in terms of accuracy when classifying CVD based on physical examination plus laboratory data. Fig. 4 shows that RFC produces the

best accuracy when classifying using laboratory data only.

Hence, for the purposes of correlational analysis based on the selected features, XGB and RFC were used to select 24 most significant features from the laboratory dataset and from the physical examination plus laboratory dataset, respectively. Fig. 5 and 6 show the most significant features in each case.

Discussion. Diabetic and prediabetes prediction. The ensemble models trained on diabetic patients were shown to have a higher predictive power in terms of accuracy. This particularly concerns RFC (93 and 87 %), as can be seen from Tab. 2. For comparison, XGB showed the highest accuracy of 79 % (Lab) and 77 % (Exam + Lab) in predicting prediabetes. This decrease in detection performance between RFC and XGB can be explained by two factors: 1) a decreased number of observations; 2) boundary conditions for the recorded observations. The prediabetes dataset includes about 6300 available observations, compared to 9400 observations for diabetes. The difference in the size of the observation datasets was connected with the pre-processing stage, which aimed to delete NaN values, redundant observations, and those without corresponding diagnoses. Moreover, it can be seen from Tab. 2 that F1 scores are high in general, which suggest that the models are stable and that F1 scores increased gradually and achieved their maximal value in diabetic prediction by RFC based on the laboratory dataset.

Cardiovascular patient prediction. Fig. 3 demonstrates the performance of the developed models in terms of their accuracy in classifying CVD using physical examination plus laboratory data. Fig. 4 shows that RFC has the highest accuracy of 77 %

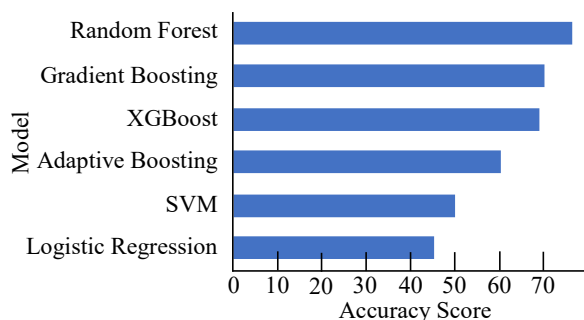


Fig. 3. Accuracy comparison for the models based on physical examination plus laboratory data

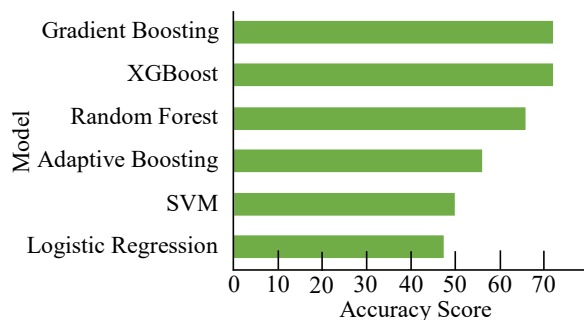


Fig. 4. Accuracy comparison for the models based on physical examination plus laboratory data

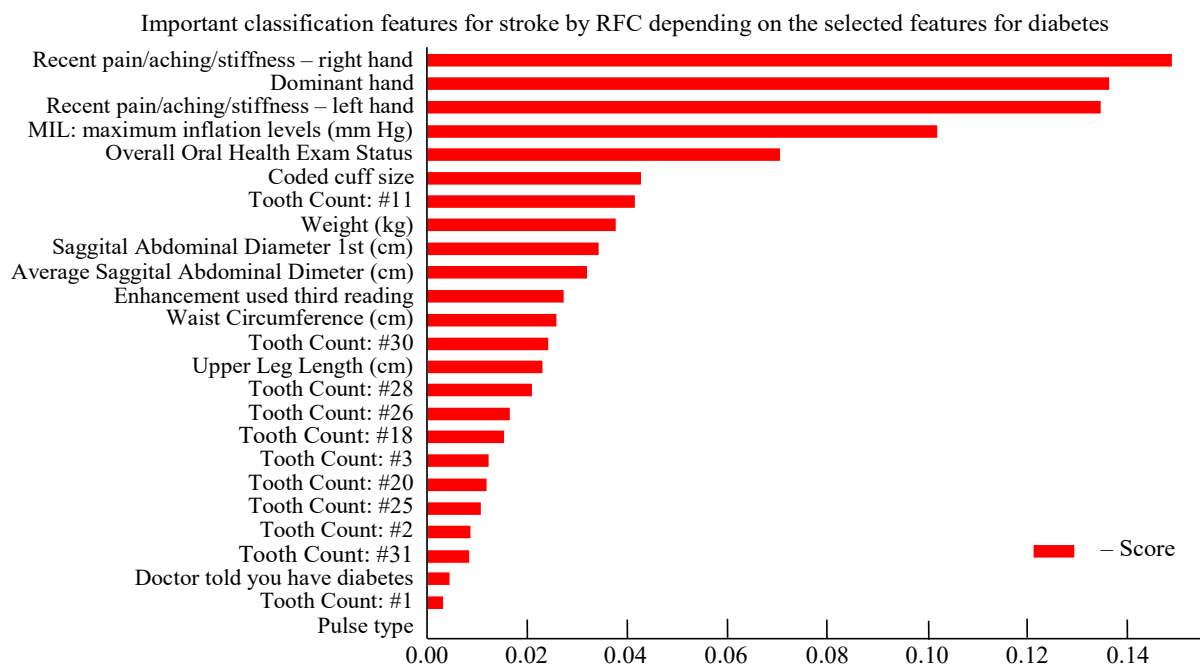


Fig. 5. Feature importance for diabetes classifiers (examination + laboratory). The most important features results for predicting CVD from the selected features for diabetes are shown

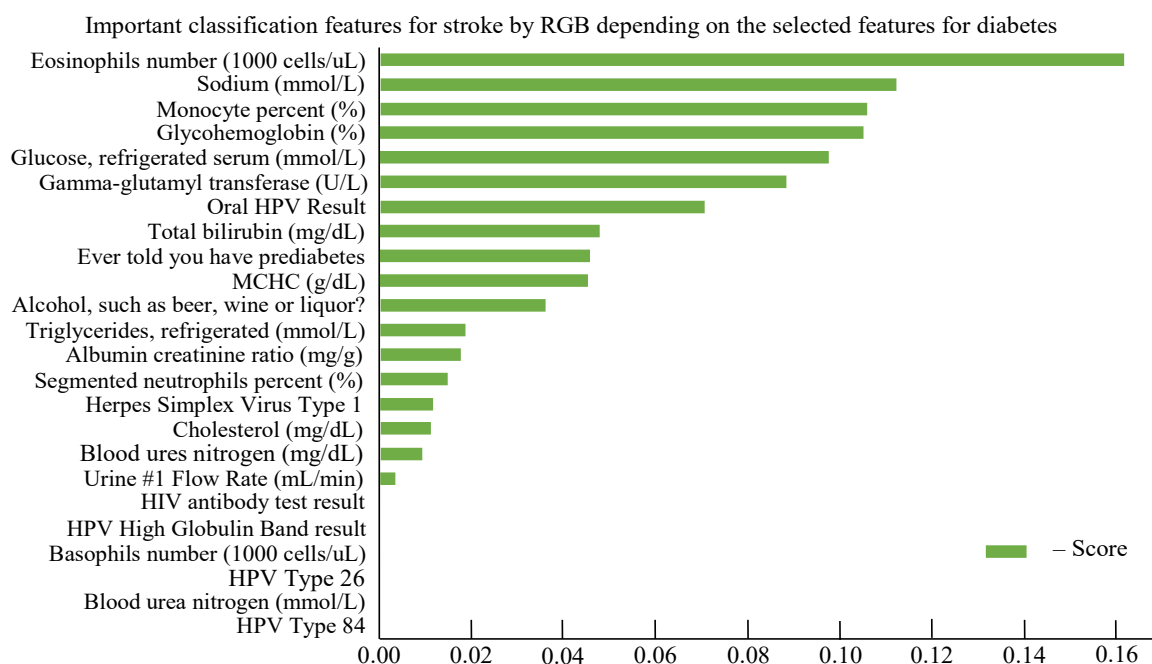


Fig. 6. Feature importance for diabetes classifiers (laboratory). The most important features results for predicting CVD from the selected features for diabetes are shown

when using the laboratory dataset only, compared to Gradient Boosting with an accuracy of 74 %. The size of observations, in this case, is about 5600, which explains a decrease in accuracy compared with diabetes prediction.

Correlational analysis. For the purposes of correlational analysis, five most significant indicators from each of the examination and laborato-

ry datasets were selected for interpretation based on medical information in order to verify whether these indicators might place diabetic patients at risk of CVD. The most significant indicators were revealed through classification based on laboratory data: eosinophil count, sodium intake, monocyte percent, glycohemoglobin, and gamma-glutamyl transferase (GGT). Based on physical

examination data, the top five indicators comprised hand stiffness, overall oral health, weight, waist circumference, and upper leg length [10, 11].

Eosinophils are a kind of white blood cell, which, upon activation, release enzymes to fight foreign substances and infections [12]. Disbalances in the normal eosinophil count can represent an unhealthy blood status. A high level of sodium intake can raise blood pressure, thus leading to the risk of a heart disease or stroke [13]. Most of the sodium consumed with food comes in the form of salt.

Studies showed that an increased intermediate monocyte count is independently associated with CVD incidence [14]. Glycohemoglobin is a blood test that determines the level of glucose (sugar) bound to the hemoglobin in the red blood cells. Glycohemoglobin levels in the blood can predict CVD risk in people with diabetes. Moreover, it is suggested that good blood glucose control plays a significant role in reducing CVD risk [15]. Gamma-glutamyl transferase (GGT) is a special enzyme on the external surface of cellular membranes. GGT levels can be elevated under many pathophysiological conditions, and elevated GGT activity is related to CVD risk, such as coronary heart disease [16]. Body mass index and waist circumference were found to be associated with coronary heart disease [17].

The developed models also revealed other indicators that may contribute to CVD risk in patients with diabetes, including alcohol consumption, triglyceride level, and basophil count.

Conclusion. The preprocessing stage dealt with the problem of a highly uneven (imbalanced) dataset in terms of sample size and NaN values. Solving these problems improved the performance of the models. XGB and RFC models have demonstrated the highest accuracy, since these models minimize the loss function by building decision trees using gradient descent and making the final decision as a weighted vote of all the decision trees. XGB showed a relatively better results in terms of speed and performance compared to RFC, which is sensitive to the kernel type and slow with extensive datasets. However, in general, RFC showed the highest performance and, therefore, was used to determine diagnostic indicators. Among the top five most common predictors in diabetes and prediabetes patients were found to be glycohemoglobin, basophils, triglycerides, waist size, and body mass index (BMI). These analytical results agree well with published literature. The models identified eosinophils number (which is indicative of blood diseases), GGT, glycohemoglobin, overall oral health, and hand stiffness as predictors for cardiovascular diseases.

References

1. Benjamin E. J., Blaha M. J., Chiuve S. E. et al. Heart Disease and Stroke Statistics – 2017 Update. *Circulation*. 2017, vol. 135, no. 10, pp. e146–e603. doi: 10.1161/CIR.0000000000000485
2. Dinh A., Miertschin S., Young A., Mohanty S. D. A Data-Driven Approach to Predicting Diabetes and Cardiovascular Disease with Machine Learning. *BMC Medical Informatics and Decision Making*. 2019, vol. 19, no. 1, p. 211.
3. Dounias G., Vemmos K., Alexopoulos E. Medical Diagnosis Of Stroke Using Inductive Machine Learning. *Machine Learning and Applications*. 1999, 4 p.
4. Flint A. J., Rexrode K. M., Hu F. B., Glynn R. J., Caspard H., Manson J. E., Willet W. C., Rimm E. B. Body Mass Index, Waist Circumference, and Risk of Coronary Heart Disease: A Prospective Study Among Men and Women. *Obes Res Clin Pract*. 2010, vol. 4, no. 3, pp. e171–e181. doi: 10.1016/j.orcp.2010.01.001
5. Khaw K.-T., Wareham N. Glycated Hemoglobin as a Marker of Cardiovascular Risk. *Curr Opin Lipidol*. 2006, vol. 17, no. 6, pp. 637–643. doi: 10.1097/MOL.0b013e3280106b95
6. Leon B. M., Maddox T. M. Diabetes and Cardiovascular Disease: Epidemiology, Biological Mechanisms, Treatment Recommendations and Future Research. *World J Diabetes*. 2015, vol. 6, no. 13, pp. 1246–1258. doi: 10.4239/wjd.v6.i13.1246
7. National Academies of Sciences, Engineering and Medicine; Health and Medicine Division; Food and Nutrition Board; Committee to Review the Dietary Reference Intakes for Sodium and Potassium. *Dietary Reference Intakes for Sodium and Potassium*. Ed. by Oria M., Harrison M., Stallings V. A. Washington (DC), National Academies Press, 2019, 594 p. doi: 10.17226/25353
8. Ndrepepa G., Kastrati A. Gamma-Glutamyl Transferase and Cardiovascular Disease. *Ann Transl Med*. 2016, vol. 4, no. 24, p. 481. doi: 10.21037/atm.2016.12.27
9. Parthiban G., Srivatsa S. Applying Machine Learning Methods in Diagnosing Heart Disease for Diabetic Patients. *Intern. J. of Applied Information Systems*. 2012, vol. 3, pp. 25–30.
10. SahBandar I. N., Ndhlovu L. C., Saiki K., Kohorn L. B., Peterson M. M., D'Antoni M. L., Shiramizu B., Shikuma C. M., Chow D. C. Relationship between Circulating Inflammatory Monocytes and Cardiovascular Disease Measures of Carotid Intimal Thickness. *J. of Atherosclerosis and Thrombosis*. 2019, vol. 27, no. 5, pp. 1–8. doi: 10.5551/jat.49791

11. Semerdjian J., Frank S. An Ensemble Classifier for Predicting the Onset of Type II Diabetes. arXiv:1708.074802017. 2017. doi: 10.48550/arXiv.1708.07480

12. Teimouri M., Ebrahimi E., Alavinia M. Comparison of Various Machine Learning Methods in Diagnosis of Hypertension in Diabetics with/without Consideration of Costs. Iranian J. of Epidemiology. 2016, vol. 11, no. 4, pp. 46–54.

13. National Diabetes Statistics Report. Available at: <https://www.cdc.gov/diabetes/data/statistics-report/index.html> (accessed 15.01.2022)

14. National Center for Health Statistics. Available at: <https://www.cdc.gov/nchs/index.htm> (accessed 15.01.2022)

15. Cardiovascular diseases (CVDs). Available at: [https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/cardiovascular-diseases-\(cvds\)](https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/cardiovascular-diseases-(cvds)) (accessed 15.01.2022)

16. Zeya L. T. Essential Things You Need to Know About F1-Score. Towards Data Science. Available at: <https://towardsdatascience.com/essential-things-you-need-to-know-about-f1-score-dbd973bfla3> (accessed 15.01.2022)

17. DerSarkissian C. Eosinophils and Eosinophil Count Test. Available at: <https://www.webmd.com/asthma/eosinophil-count-facts#1> (accessed 15.01.2022)

Information about the authors

Ali Mayya, Master student at the Department of Bioengineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University, Bachelor (2019) in Electromechanics – Mechatronics of Tishreen University. Area of expertise: machine learning; deep learning; biomedical modeling; medical instrumentation; health analytics; digital healthcare.

Address: Tishreen University, Southern Entrance, Latakia, Syria

E-mail: alimayya1357@gmail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4806-8587>

Hanadi Solieman, Postgraduate student, Assistant at the Department of Bioengineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University, Assistant at the Mechatronics program for Distinguished of Tishreen University. The author of 9 scientific publications. Area of expertise: medical instrumentation; medical informatics; processing and analysis of biomedical signals and data.

Address: Tishreen University, Southern Entrance, Latakia, Syria

E-mail: khsoliman@stud.etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-9868-8960>

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц, обзорной статьи не более 20 страниц);
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

Структура научной статьи

Авторам рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:
 - УДК (выравнивание по левому краю);
 - название статьи;
 - авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
 - место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
 - ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
 - источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
 - благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
 - конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).
- Заголовочная часть на английском языке:
 - название (Title);

- авторы (Authors);
 - место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация (Abstract);
 - ключевые слова (Keywords);
 - источник финансирования (Acknowledgements);
 - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
 - Приложения (при наличии).
 - Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
 - Список литературы (библиографический список);
 - Информация об авторах.

Название статьи должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

Авторство и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

Аннотация представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

Введение. Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

Цель работы. Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

Материалы и методы. Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

Результаты. Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

Обсуждение (Заключение). Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

Ключевые слова – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

Введение. Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

Методы. Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

Результаты. В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

Обсуждение (Заключение и Выводы). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

Список литературы (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 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 нанoeлектроники, квантовых устройств.
- 2.2.3 – Технология и оборудование для производства материалов и приборов электронной техники.
- 2.2.4 – Приборы и методы измерения (по видам измерений).
- 2.2.5 – Приборы навигации.
- 2.2.6 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы.
- 2.2.7 – Фотоника.
- 2.2.8 – Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды.
- 2.2.9 – Проектирование и технология приборостроения и радиоэлектронной аппаратуры.
- 2.2.10 – Метрология и метрологическое обеспечение.
- 2.2.11 – Информационно-измерительные и управляющие системы.

2.2.12 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения.

2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения.

2.2.14 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии.

2.2.15 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций.

2.2.16 – Радиолокация и радионавигация.

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"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.
- Фотоника.
- 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 25 № 4 2022

Vol. 25 No. 4 2022

Научный редактор А. М. Мончак
Редакторы Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Компьютерная верстка М. И. Поповой,
Е. И. Третьяковой

Science Editor A. M. Monchak
Editors E. K. Dolgatov, I. G. Skachek
DTP Professional M. I. Popova
E. I. Tretyakova

Подписано в печать 23.09.22. Формат 60×84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая.

Уч.-изд. л. 16.64. Печ. л. 16.0. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 121.

Цена свободная.

Signed to print 23.09.22. Sheet size 60×84 1/8.

Educational-ed. liter. 16.64. Printed sheets 16.0. Number of copies 300.

Printing plant 1–150 copies. Order no. 121.

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