

## ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕАЕНИЙ poeeuu h РАДИОЭЛЕКТРОНИКА 2018

Индекс по каталогу «Пресса России» 45818

#### Учредитель:

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

Журнал основан в 1998 г. Издается 6 раз в год

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

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

#### Редакция журнала:

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

#### Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

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

## Главный редактор

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

#### Редакционная коллегия:

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

электронных систем

- Б. А. Калиникос, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
- **Л. А. Мельников**, д.ф.-м.н., проф., Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю.А.

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

- А. А. Потапов, д.ф.-м.н., гл.н.с., Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН (Москва)
- Н. М. Рыскин, д.ф.-м.н., гл.н.с., Саратовский филиал ИРЭ РАН

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

В. В. Алексеев, д. т. н., проф., СПб.

Е. М. Антонюк, д. т. н., проф., СПб.

В. М. Балашов, д. т. н., проф., СПб.

С. А. Баруздин, д. т. н., проф., СПб.

*В. И. Веремьёв*, к. т. н., доц., СПб.

А. А. Головков, д. т. н., проф., СПб.

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

В. П. Ипатов, д. т. н., проф., СПб. *Т. А. Исмаилов*, д. т. н., проф., Махачкала.

*Н. В. Лысенко*, д. т. н., проф., СПб.

С. Б. Макаров, д. т. н., проф., СПб.

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

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

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

- С. В. Селищев, д.ф.-м.н., проф., НИУ Московский институт электронной техники
- А. Л. Толстихина, д.ф.-м.н., Институт кристаллографии им. А. В. Шубникова РАН (Москва)
- А. Б. Устинов, д.ф.-м.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
- В. А. Царев, д.т.н., проф., Саратовский государственный технический университет им. Гагарина Ю.А.

#### Редакционный совет

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

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

- **В. А. Обуховец**, д. т. н., проф., Р. н/Д.
- Б. А. Панченко, д. т. н., проф., Екатеринбург
- В. А. Пахотин, д. ф.-м. н., проф., Калининград
- А. Д. Плужников, д. т. н., проф., Нижний
  - Новгород
- **Н. Н. Потрахов**, д. т. н., проф., СПб.
- **А. В. Соломонов**, д. ф.-м. н., проф., СПб. А. Г. Вострецов, д.т.н., проф., Новосибирск
  - *Р. М. Степанов*, д. т. н., проф., СПб.
  - С. А. Тарасов, д. т. н., доц., СПб.
  - **В. Н. Ушаков**, д. т. н., проф., СПб.
  - И. Б. Федоров, академик РАН, д. т. н., проф., М.
  - Ю. В. Филатов, д. т. н., проф., СПб.
  - **Д. В. Холодняк**, д. т. н., проф., СПб.
  - **В. А. Шевцов**, д. т. н., проф., М.
  - 3. М. Юлдашев, д. т. н., проф., СПб.

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

Подписано в печать 20.12.18. Формат 60 × 84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».

Уч.-изд. л. 16,9. Усл.-печ. л. 16,25. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 205.



## izvestiya vyssnikh uchebnykh zavedenii rossii RADIOELEKTRONIKA

# RADIOELECTRONICS 2018

#### Founder:

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

Founded in 1998 Issued 6 times a year

#### **Editorial adress:**

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

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

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

#### Editor-in-Chief Viktor N. Malyshev, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" (Russia)

#### Editorial Board

Matthias A. Hein, Prof. Dr. Rer. Nat. Habil., Technical University (Ilmenau, Germany) Jochen Horstmann, Dr. rer. Nat., Helmholtz-Zentrum (Geesthacht, Germany) Boris A. Kalinikos, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" (Russia) Erkki Lahderanta, Prof. Dr., Technical University (Lappenranta, Finland) Ferran Martin, Prof. Dr., Autonomous University (Barcelona, Spain) Leonid A. Melnikov, Dr. Sc. in Mathematics and Physics, Prof., Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (Russia) Andrey A. Monakov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., State University of Aerospace Instrumentation (St. Petersburg, Russia) Alexandr A. Potapov, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Institute of radio Engineering and Electronics named after V.Kotelnikov, RAS (Moscow, Russia) Nikita M. Ryskin, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Prof., Saratov Branch, Institute of Radio Engineering and Electronics RAS (Saratov, Russia) *Piotr Samczynski*, Prof. Dr., Warsaw University of Technology, Institute of Electronic Systems (Warsaw, Poland) Sergey V. Selishchev, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Prof., National Research University of Electronic Technology (MIET) (Moscow, Russia) Alla L. Tolstikhina, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Divisional Manager, Institute of Crystallography named after A.Shubnikov, RAS (Moscow, Russia) Vladislav A. Tsarev, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Yuri Gagarin State Technical University of Saratov (SSTU) (Russia)

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

#### **Editorial Council**

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

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

Konstantin E. Abbakumov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI" Vladimir V. Alekseev, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI" Eugeny M. Antonyuk, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI" Viktor M. Balashov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., "Radar-MMS' Sergey A. Baruzdin, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI" Aleksandr V. Boronahin, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI" Igor B. Fedorov, Member of RAS, Dr. Sci. (Eng.), Prof., MTU named after N. Bauman Yury V. Filatov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI" Aleksandr A. Golovkov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI" Andrey D. Grigoryev, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI" Valery P. Ipatov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI" Tagir A. Ismailov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., DSTU Dvitry V. Kholodnyak, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI" Nikolay V. Lysenko, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI" Sergey B. Makarov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Institute of Physics, Nanotechnology and Telecommunication SPbPU Igor G. Mironenko, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI Vyacheslav A. Moshnikov, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Prof., ETU "LETI" Viktor A. Obukhovets, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Southern Federal University

Boris A. Panchenko, Dr. Sci. (Eng.), Visiting Professor, Ural Federal University
Valery A. Pakhotin, Dr. Sci. in Mathematics and Physics, Prof., Immanuel Kant Baltic Federal University
Anatoly D. Pluzhnikov, Dr. Sci. (Eng.), Prof, Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev
Nikolay N. Potrakhov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"
Alexandr V. Solomonov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., NRI Electron Sergey A. Tarasov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"
Rudolf M. Stepanov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"
Vyacheslav A. Shevtsov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"
Viktor N. Ushakov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"
Viktor N. Ushakov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"
Viktor N. Ushakov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Scientific Research Institute "Prognoz"
U Aleksey G. Vostretsov, Dr. Sci. (Eng.), Prof., Novosibirsk State Technical University
J. Aleksey, Dr. Sci. (Eng.), Prof., ETU "LETI"

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

## СОДЕРЖАНИЕ

— Проектирование и технология радиоэлектронных средств
<b>Сысоев О. Ю., Соколов С. С., Тупик В. А.</b> Выбор рациональной процедуры трассировки по конструктивному критерию
—∘ Электродинамика, микроволновая техника, антенны
Головков А. А., Терентьева П. В., Журавлев А. Г., Шмырин М. С., Стенюков Н. С. Широкополосная СВЧ-антенна Вивальди с возбуждением компланарной линией13
Балландович С. В., Костиков Г. А., Любина Л. М., Сугак М. И. Анализ характеристик кольцевой пеленгаторной антенной решетки
Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Файзуллина Д. Н. Пеленгование источников радиоизлучения в широкой полосе частот с использованием круговой антенной решетки
Семерня Р. Е., Чернышев С. Л., Виленский А. Р., Можаров Э. О. Разработка топологии компактных квазиэллиптических полосовых микрополосковых фильтров
— Телевидение и обработка изображений
<b>Обухова Н. А., Мотыко А. А., Поздеев А. А.</b> Цифровая обработка эндоскопических изображений для систем поддержки врачебных решений 54
—∘ Радиолокация и радионавигация
Маругин А. С., Орлов В. К., Хазиахметова Р. Р. Поиск широкополосного сигнала радионавигационной системы
Воробьев Е. Н., Веремьев В. И., Холодняк Д. В. Распознавание винтомоторных летательных аппаратов в пассивной бистатической РЛС75
— Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн
Аббакумов К. Е., Степаненко Н. В.
Распространение крутильных волн в двухслойной трубе с учетом контактной жесткости
—∘ Метрология и информационно-измерительные приборы и системы
Безкоровайный В. С., Яковенко В. В., Ливцов Ю. В. Определение толщины упрочненного слоя металла магнитным методом
—∘ Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий
Аль-Гаили М. А., Калиниченко А. Н., Каид М. Р. Исследование влияния длины сигнала ЭЭГ на точность классификации уровней анестезии111
Григорьев Е. Б., Красичков А. С., Нифонтов Е. М. Оценка статистических характеристик миографической помехи при многоканальной регистрации электрокардиосигнала
— Конференции и семинары
VIII Всероссийская научно-техническая конференция "Электроника и микроэлектроника СВЧ" 126
Правила для авторов статей

## CONTENTS

—o Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities
<b>Sysoev O. Yu., Sokolov S. S., Tupik V. A.</b> Choosing Rational Tracing Procedure by Constructive Criterion5
—• Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas
Golovkov A. A., Terenteva P. V., Zhuravlev A. G., Shmyrin M. S., Stenyukov N. S. Broadband Microwave Vivaldi Antenna Using Coplanar Feed Line
Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Liubina L. M., Sugak M. I. Performance Analysis for Direction-Finding Circular Antenna Array
Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Fayzullina D. N. Radio Source Direction Finding in Wide Frequency Band Using Circular Antenna Array
Semernya R. E., Chernyshev S. L., Vilenskiy A. R., Mozharov E. O. Design of Compact Bandpass Quasi-Elliptic Microstrip Filters41
—• Television and Image Processing
<b>Obukhova N. A., Motyko A. A., Pozdeev A. A.</b> Endoscopic Images Digital Processing for Clinical Decision Support Systems
• Radiolocation and Radio Navigation
Marugin A. S., Orlov V. K., Khaziakhmetova R. R. Radio Navigation System Broadband Signal Search66
Vorobev E. N., Veremyev V. I., Kholodnyak D. V. Recognition of Propeller-Driven Aircraft in a Passive Bistatic Radar
—• Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio Waves
Abbakumov K. E., Stepanenko N. V. Torsional Wave Scattering in Two-Layer Pipe with Account for Contact Rigidity
—• Metrology, Information and Measuring Devices and Systems
<b>Bezkorovayniy V. S, Yakovenko V. V., Livtsov Yu. V.</b> Determination of Hardened Metal Layer Thickness Using Magnetic
—• Medical Devices, Environment, Substances, Material and Product Control Equipment
Al-Ghaili M. A., Kalinichenko A. N., Qaid M. R. Investigation of EEG Signal Length Influence on Accuracy of Anesthesia Levels Classification111
<b>Grigoriev E. B., Krasichkov A. S., Nifontov E. M.</b> Evaluation of Electromyographic Noise Statistical Characteristics in Multichannel ECG Recordings118
Author's Guide

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-5-12 УДК. 681.32

#### О. Ю. Сысоев, С. С. Соколов, В. А. Тупик

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

## ВЫБОР РАЦИОНАЛЬНОЙ ПРОЦЕДУРЫ ТРАССИРОВКИ ПО КОНСТРУКТИВНОМУ КРИТЕРИЮ

Аннотация. Проведен анализ эффективности автотрассировщиков известных систем автоматизированного проектирования (САПР) топологии печатных плат (ПП) в условиях наложенных конструктивнотехнологических ограничений. Выявленные существенные ограничения связаны с тепловой прочностью проводников и возможными взаимными влияниями через электромагнитное поле. При ручном проектировании конструктор, руководствуясь собственным опытом, может проигнорировать эти и другие ограничения. В отличие от человека, автотрассировщик строго выполняет все заданные ограничения, что при заданном топологическом пространстве ПП не позволяет выполнить трассировку полностью. С другой стороны, давая большую свободу автотрассировщику, часто невозможно удовлетворить требования производства по допустимым параметрам топологического рисунка – ширине проводников и зазоров между ними. Проблема трассировки ПП, в том числе и многослойных, значительно усложнилась с появлением интегральных микросхем в корпусах типа TSOP, MOFP и BGA с числом выводов до нескольких сотен, расположенных с очень малым шагом. В статье исследована возможность максимального использования топологического пространства ПП с этими и другими типами корпусов. Обоснована необходимость введения буферной зоны вокруг компонента для повышения эффективности процедуры автотрассировки. Показано, однако, что наличие буферной зоны не избавляет от появления в ней некоторого числа межслойных переходов, зависящего от вида трассировки. На основании предложенного критерия качества работы автотрассировщика – отношения суммарной длины проводников к числу межслойных переходов – проанализирована эффективность использования топологического пространства ПП тремя автотрассировщиками. Представленные экспериментальные результаты исследования конкурирующих вариантов трассировки САПР ПП ТороR и Specctra подтвердили возможность увеличения добавленной площади топологического рисунка печатной платы для возможного дальнейшего ее использования.

Ключевые слова: топология печатной платы, системы автоматизированного проектирования, автотрассировка, интегральный критерий качества

**Для цитирования:** Сысоев О. Ю., Соколов С. С., Тупик В. А. Выбор рациональной процедуры трассировки по конструктивному критерию // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 5–12. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-5-12

Oleg Yu. Sisoev, Sergey S. Sokolov, Victor A. Tupik

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

#### CHOOSING RATIONAL TRACING PROCEDURE BY CONSTRUCTIVE CRITERION

**Abstract.** The analysis of autorouter efficiency in the known CAD systems under structural and technological constraints is carried out. The revealed significant constraints are related to the thermal strength of the wires and possible mutual influence through the electromagnetic field. When manually designing the designer guided by his own experience, can ignore these and other constraints. Unlike a person, the autorouter strictly fulfills all the specified constraints, which, given the topology of the printed circuit board, does not allow tracing to complete. On the other hand, giving greater freedom to the autorouter often makes it impossible to meet the production requirements on permissible parameters of the topological pat-tern, which is the width of the conductors and the gaps between them. The problem of tracing printed circuit boards, including multilayer ones, has become much more complicated with the introduction of integrated circuits in TSOP, MOFP and BGA type enclosures packages with fine-pitch pins, a number of which can reach several hundred. The article investigates the possibility of maximizing printed circuit board topological space with these and other types of enclosures. The necessity of introducing a buffer zone around the component to improve the routing efficiency is explained. It is shown, however, that the avail-ability of a buffer zone does not eliminate the appearance of vias in it, the number of which depends on the routing type. On the basis of the proposed criterion for the autorouter performance, i.e. the ratio of the total wire length to the number of vias, the efficiency of using the topological space of a printed circuit board by three autorouters is analyzed. The presented experimental results of competing routing systems TopoR and Specctra confirmed the possibility to enlarge the pattern area of the printed circuit board for its further use.

Key words: PCB topology, computer aided design system, auto routing, the integral quality criterion

**For citation:** Sysoev O. Yu., Sokolov S. S., Tupik V. A. Choosing Rational Tracing Procedure by Constructive Criterion. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 5–12. (In Russian) doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-5-12

автоматизированного Введение. Системы проектирования (САПР) технических средств разного вида играют ведущую роль в научнотехническом прогрессе. Их возможности безграничны благодаря постоянному обновлению и взаимодействию пользователей [1]. Одним из важнейших функционально-конструктивных узлов современной радиоэлектроники является печатная плата (ПП) с установленными на ней элементами. В настоящее время в отечественной радиоэлектронной промышленности функционирует и развивается несколько САПР ПП [2]. Эти САПР позволяют проектировать топологию ПП при наложении различных конструктивнотехнологических ограничений, реализуемых как при ручном проектировании, так и с помощью автотрассировщика [3]. Например, ширина проводника может быть установлена исходя из плотности тока, с учетом его паразитной индуктивности или допустимого уровня перекрестных электромагнитных помех [4]. Узкий проводник обладает большей паразитной индуктивностью [5] и меньшей теплостойкостью; широкий проводник, занимая большее топологическое пространство ПП, снижает плотность монтажа. С другой стороны, уменьшение зазоров между проводниками увеличивает уровень электромагнитных перекрестных помех. Поэтому при ручном проектировании конструктор часто обходит наложенные ограничения, беря на себя ответственность за конечный результат проектирования ПП [6].

Автотрассировщик САПР по определению не может игнорировать наложенные ограничения [7]. Знакомство с теоретическими основами схемотехнических САПР [8]–[10] и их взаимодействием с САПР конструкций радиоэлектронных средств позволяет осознанно подходить к результатам автотрассировки топологии ПП. Если, например, правила не разрешают сужать проводник при подходе к контактной площадке, ширина которой меньше ширины проводника, то автотрассировщик (в зависимости от типа) может подвести с нарушением или не подвести проводник к контактной площадке. Жесткость алгоритма автотрассировщика часто приводит к необходимости ручной доработки топологического рисунка, что удлиняет и удорожает процесс. С другой стороны, варианты топологии при большой свободе автотрассировщика часто неприемлемы для конкретного производства. Особенно это касается регионов ПП, для которых невозможно выполнение трассировки в соответствии с ограничениями, заданными для всей ПП. Поэтому при введении ограничений специально для регионов необходимо учитывать возможные последствия этого шага. И хотя ограничения, заданные для регионов, не являются обязательными, пользуются ими лишь в случае необходимости [11].

Таким образом, практический интерес представляет рассмотрение задачи выбора рационального варианта автотрассировщика, удовлетворяющего вышеуказанным конкурирующим требованиям.

Особенности проектирования регионов. В САПР ТороR введены понятия минимальной и номинальной ширины проводника и минимального и номинального зазоров, автоматически увеличивающихся при наличии свободного пространства до номинальных. Назначение "штрафа" за отклонение ширины проводника от номинальной делает процедуру трассировки по новым правилам более гибкой, чем введение специальных ограничений на регион, не требуя при этом трудоемких вычислений его границ.





Для перехода к трассировке по другим правилам необходимо наличие буферной зоны, в которой нежелательно присутствие контактов других компонентов и межслойных переходов; минимальные размеры зоны зависят от соотношений правил и вида трассировки: ортогональная, под 45° или под произвольным углом [11].

Например, для платы заданы правила: ширина проводников – 0.4 мм; зазоры между ними – 0.4 мм. Монтируемый компонент имеет четырехстороннее расположение контактов шириной и зазорами между ними – 0.2 мм. Четыре ряда контактов по внешним краям буферной зоны имитируют переход к правилам 0.4/0.4 мм.







С задачей трассировки буферной зоны справляется автотрассировщик "any angle" (рис. 1); с 4 межслойными переходами справляется автотрассировщик, допускающий трассы под 45° (рис. 2); с 80 межслойными переходами не справляется ортогональный автотрассировщик.

Для возможности ортогональной односторонней разводки такого фрагмента требуется в два раза больше свободного пространства. В противном случае в угловых областях фрагмента начинают конфликтовать вертикальные и горизонтальные отрезки трасс (рис. 3). Прямоугольный регион позволяет получить топологию с большей плотностью (рис. 4).

Трассировка с учетом критерия качества. Важным условием выбора САПР топологии ПП является необходимость достижения желательного качества трассировки – отношения суммарной



длины проводников топологии к числу переходных отверстий. При автотрассировке минимизируют и суммарную длину проводников, и число переходных отверстий, однако на практике уменьшение числа переходных отверстий часто возможно за счет увеличения суммарной длины проводников. В [12] рассмотрены некоторые проблемы выбора вариантов на основе количественной оценки их частных преимуществ.

В качестве примера рассмотрим варианты автоматической трассировки ПП, выполненные автотрассировщиками: Xpedition, Specctra, Situs и ТороR. Чаще всего варианты сравнивают по критерию Парето и по интегральному критерию.

Вариант, оптимальный по Парето, – лучше каждого из других вариантов хотя бы по одному оцениваемому параметру. На рис. 5 черными точками отмечены варианты, оптимальные по Парето для случая двух параметров  $f_1$  и  $f_2$ . Таких вариантов может быть много, и чем больше параметров, тем и больше вариантов, оптимальных по Парето.



Альтернативный подход основан на подсчете значений интегрального функционала

$$F = \sum_{i=1}^{n} a_i f_i,$$

где  $a_i$  – весовые коэффициенты, обоснование значений которых является проблемой данного подхода;  $f_i$  – оцениваемые параметры.

На рис. 6 наклонной прямой обозначена линия уровня интегрального функционала для одного из значений весового коэффициента (для случая двух оцениваемых параметров достаточно выбора одного коэффициента, определяющего наклон прямой). Все варианты, лежащие на одной и той же линии уровня, имеют одинаковое значение функционала. Обычно оптимальным оказывается только один из вариантов (черная точка).

Методика получения решения для всех возможных соотношений этих коэффициентов без обоснования их значений рассмотрена в [13], [14]. При этом оптимальными объявляют варианты, образующие выпуклую оболочку из их имеющегося множества (рис. 7). Этих вариантов меньше, чем вариантов, оптимальных по Парето, но больше одного, поэтому сохраняется необходимость выбора лучшего варианта.

Экспериментальные результаты. В таблице представлены конкурирующие варианты трассировки САПР ПП ТороR при их параллельно-последовательной оптимизации по значениям нескольких параметров при отсутствии нарушений и подрезок.

Имя варианта	Длина проводников, мм	Число переходов	Таймер	Уровень	Показатель качества, мм/переход
+arz_2L_8648-343s.fsb	8648	343	6:07	3	
+arz_2L_9069-267s.fsb	9069	267	5:46	2	5.6 (421/76)
+arz_2L_9341-242s.fsb	9341	242	5:36	10	10.9 (272.4/25)
+arz_2L_9584-233s.fsb	9584	233	5:25	10	27 (242.9/9)
+arz_2L_9826-225s.fsb	9826	225	6:15		30.3 (242/8)
+arz_2L_10065-219s.fsb	10065	219	6:21	19	39.9 (239/6)
+arz_2L_10177-217s.fsb	10177	217	6:20		56 (112/2)
+arz 2L 10626-212s.fsb	10626	212	6:02	18	89.8 (449/5)

В крайнем правом столбце таблицы приведены значения показателя качества – средние значения увеличения длины на один добавленный переход по отношению к предыдущему варианту. Например, в выделенной строке длина проводников – 10 065 мм; число переходов – 219; в предыдущей строке длина проводников – 9826 мм; число переходов – 225; среднее увеличение длины на один переход – 39.9 мм. В то же время без достаточного обоснования разработчики рекомендуют выбирать вариант со значением показателя качества менее 25 мм/переход.

На реальной ПП присутствуют проводники разной ширины и контактные площадки межслойных переходов разных диаметров. На двухсторонней однослойной ПП контактные площадки располагают на ее обеих сторонах металлизации; на многослойной ПП – на сторонах металлизации; на многослойной ПП – на сторонах нескольких слоев, а для сквозных переходных отверстий – на сторонах всех слоев. Таким образом, при равных значениях суммарной длины и числа межслойных переходов площадь, занимаемая добавленным в процессе трассировки топологическим рисунком, может быть разная. Для сравнения результатов оптимизации в большинстве САПР эта площадь может быть вычислена.

Для эксперимента был выбран пример № 3 из числа примеров, поставляемых с TopoRLite [15]: ПП двухсторонняя, компоненты расположены с обеих сторон, суммарная площадь контактных площадок компонентов – 1133.3 мм<sup>2</sup>.

В программе Specctra (Cadence, USA) были опробованы варианты трассировки с предварительной и без предварительной расстановки фанаутов – переходных отверстий, соединенных с расположенной в непосредственной близости эквипотенциальной контактной площадкой. Расстановка фанаутов снижает риск блокировки контактов при автоматической трассировке, однако, как показывает эксперимент, может приводить к увеличению числа межслойных переходов [15].

Пример трассировки (фрагмент) верхней стороны ПП с предварительной расстановкой фанаутов приведен на рис. 8. В этом варианте суммарная длина проводников равна 12 870 мм; число межслойных переходов – 510; площадь металлизации – 4199 мм<sup>2</sup>. В варианте трассировки той же ПП без предварительной расстановки фанаутов суммарная длина проводников равна 12 931 мм; число межслойных переходов – 460; площадь металлизации – 4141 мм<sup>2</sup>.

При трассировке платы в САПР ТороR также были опробованы варианты с проводниками под углами, кратными 45°, и под произвольным углом с дугами ("any angle"). Пример трассировки (фрагмент) верхней стороны ПП по первому варианту приведен на рис. 9 (верхний слой – черный, нижний – серый), в котором суммарная длина проводников равна 9544 мм; число переходов – 212; площадь металлизации – 3076 мм<sup>2</sup>.

Пример трассировки (фрагмент) верхней стороны ПП по второму варианту приведен на рис. 10 (верхний слой – черный, нижний – серый), в котором суммарная длина проводников равна 9089 мм; число переходов – 213; площадь металлизации – 3915 мм<sup>2</sup>.

Для сравнения вариантов трассировки Speccra и TopoR с минимальной добавленной площадью топологического рисунка вычтем площадь контактных площадок компонентов из площади металлизации:



Проектирование и технология радиоэлектронных средств



Puc. 9

Specctra: 4141 – 1133 = 3007 мм<sup>2</sup>; ТороR: 3016 – 1133 = 1883 мм<sup>2</sup>.

Площадь добавленного топологического рисунка в варианте, полученном в САПР ТороR, на 37.4 % меньше, чем в варианте, полученном в Specctra.

Заключение. 1. Периметр региона не должен быть меньше суммы ширины и зазоров проводников, входящих в регион. Невозможна без нарушений трассировка региона, в котором допущено уменьшение проектных норм и имеющего меньшие размеры.

Задание границ региона для изменения правил проектирования должно базироваться на расчете, учитывающем соотношения правил внутри и снаружи региона, а также вид трассировки. Регионы с более плотным расположением элементов топологии следует вычислять автоматически.

Рис. 10
3. Суммарная длина проводников и число переходных отверстий – не единственные показатели качества трассировки. Можно указать, например, на допустимый уровень перекрестных электромагнитных помех. В этом случае за счет высвобожденной площади можно увеличить зазоры между проводниками, потенциально снижая уро-

вень помех этого вида.

4. Экспериментально подтверждена возможность выбора автотрассировщика по интегральному показателю качества разводки ПП – добавленной в процессе трассировки площади топологического рисунка, например, в пользу автотрассировщика "any angle", способствующего сокращению этой площади.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гридин В. Н., Анисимов Д. А., Дмитревич Г. Д. Построение систем автоматизированного проектирования на основе Web-сервисов // Автоматизация в промышленности. 2011. № 1. С. 9–11.

2. Кузнецова С. А., Нестеренко А. В., Афанасьев А. О. ORCAD10. Проектирование печатных плат. М.: ДМК Пресс, 2005. 454 с.

3. Васильев А. А., Горячев А. В., Монахов А. В. Применение методологии проектного управления в автоматизированном проектировании // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2013. Вып. 5. С. 65–72.

4. Князев А. Д., Кечиев Л. Н., Петров Б. В. Конструирование радиоэлектронной и электронновычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости. М.: Радио и связь, 1989. 224 с.

5. Лысенко А. А., Лячек Ю. Т., Полубасов О. Б. Автоматическое формирование линий задержки в топологии печатного монтажа // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2011. Вып. 9. С. 61–64.

6. Сорокин С. А., Сысоев О. Ю. О правилах проектирования для регионов печатной платы // Современная электроника. 2017. № 7. С. 66–68.

7. Уваров А. С. Автотрассировщики печатных плат. М.: ДМК Пресс, 2006. 288 с.

8. Дмитревич Г. Д., Ларистов А. И., Аль-Шамери Язид Мохаммед. Модель данных для архива проектных решений схемотехнической САПР // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2013. Вып. 6. С. 39-41.

Статья поступила в редакцию 02 октября 2018 г.

9. Модель предметной области для базы данных схемных компонентов схемотехнической САПР / В. И. Анисимов, В. Н. Гридин, А. И. Ларистов, Аль-Шамери Язид Мохаммед // Информационные технологии. 2013. № 9. С. 28–31.

10. Лячек Ю. Т., Бочков А. Л., Большаков В. П. Проблема обмена графическими данными между САD-системами // Компьютерные инструменты в образовании. 2013. № 2. С. 37–47.

11. Определение минимальной ширины канала между парой компонентов при топологической трассировке / А. В. Бессонов, К. А. Кноп, Ю. Т. Лячек, Ю. И. Попов // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2013. Вып. 10. С. 31–34.

12. Лузин С. Ю., Полубасов О. Б. О трудностях сравнения систем трассировки // CHIPNEWS. 2003. № 10. С. 56–60.

13. Полубасов О. Б., Петросян Г. С. Методика отбора вариантов при оптимизации разводки соединений // Технологии приборостроения. 2005. № 3. С. 16–19.

14. Модели и алгоритмы автоматизированного проектирования радиоэлектронной аппаратуры / С. Ю. Лузин, Ю. Т. Лячек, Г. С. Петросян, О. Б. Полубасов. СПб.: БХВ-Петербург, 2010. 224 С.

15. TopoRLite. URL: http://.www.eda.eremex.ru/ downloads (дата обращения 09.03.18).

16. Расстановка фанаутов в области BGA с нерегулярным расположением контактов / К. А. Кноп, С. Ю. Лузин, М. С. Лузин, С. А. Сорокин, Ю. Т. Лячек // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2017. № 4. С. 31–34.

Сысоев Олег Юрьевич – аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), инженер-конструктор радиоэлектронного оборудования ГНЦ РФ АО «Концерн "Морское подводное оружие – Гидроприбор"». Автор семи научных работ. Сфера научных интересов – методы оптимизации топологии печатных плат.

E-mail: ol.sysoeff@gmail.com

Соколов Сергей Сергеевич – доктор технических наук (1996), профессор (1998), профессор кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 75 научных публикаций. Сфера научных интересов – случайные процессы с двойной стохастичностью; системная инженерия. E-mail: tri-s-leningrad@yandex.ru

*Тупик Виктор Анатольевич* – доктор технических наук (2011), заведующий кафедрой микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 140 научных работ. Сфера научных интересов – микро- и нанотехнологии, фракталы и самоорганизующиеся системы. E-mail: vatupik@yandex.ru; vatupik@etu.ru

#### REFERENCES

1. Gridin V. N., Anisimov D. A., Dmitrevich G. D. Construction of Automated Design Systems Based on Web-Services. Automation in Industry. 2011, no. 1, pp. 9–11. (In Russian)

2. Kuznetsova S. A., Nesterenko A. V., Afanasiev A. O. ORCAD10. *Proektirovanie pechatnykh plat* [ORCAD10. Printed Circuit Board Design]. Moscow, *DMK Press*, 2005, 454 p. (In Russian)

3. Vasilev A. A., Goriachev A. V., Monahov A. V. Project Management Methodology Application in Computer Aided Design. *Izvestiya SPbGETU "LETI"* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2013, no. 5, pp. 65–72. (In Russian)

4. Kniazev A. D., Kechiev L. N., Petrov B. V. Designing Electronic and Computing Equipment in the Light of Electromagnetic Compatibility. Moscow, *Radio i svyas*', 1989, 224 p. (In Russian)

5. Lisenko A. A., Liachek Yu. T., Polubasov O. B. Automatic Generation of Delay Lines in Printed Circuit Layout. *Izvestiya SPbGETU "LETI"* [Proceedings of Saint PeПроектирование и технология радиоэлектронных средств

tersburg Electrotechnical University]. 2011, no. 9, pp. 61–64. (In Russian)

6. Sorokin S. A., Sisoev O. Yu. On Design Rules for PCB Regions. Modern Electronics. 2017, no. 7, pp. 66–68. (In Russian)

7. Uvarov A. S. Printed Circuit Board Autorouters. Moscow, DMK Press, 2006, 288 p. (In Russian)

8. Dmitrevich G. D., Laristov A. I., Al'-Shameri lazid Mohammed. Data Model for the Archive of Design Solutions for CAD Circuit Design System. *Izvestiya SPbGETU "LETI"* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2013, no. 6, pp. 39–41. (In Russian)

9. Anisimov V. I., Gridin V. N., Laristov A. I., Al'-Shameri Iazid Mohammed. Domain Model for Circuit Components Database of CAD Circuit Design Systems. *Informacionnye tehnologii* [Information Technology]. 2013, no. 9, pp. 28–31. (In Russian)

10. Liachek Yu. T., Bochkov A. L., Bolshakov V. P. The Problem of Graphics Data Exchange between CAD-Systems. *Kompjuternye instrumenty v obrazovanii* [Computer tools in Education]. 2013, no. 2, pp. 37–47. (In Russian)

11. Bessonov A. V., Knop K. A., Liachek Yu. T., Popov U. I. Determining Minimum Channel Width Between Pair of

Received October, 02, 2018

Components for Topological Tracing. *Izvestiya SPbGETU "LETI"* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2013, no. 10, pp. 31–34. (In Russian)

12. Luzin S. Yu., Polubasov O. B. Problems in Comparing Trace Systems. CHIPNEWS, 2003, no. 10, pp. 56–60. (In Russian)

13. Polubasov O. B., Petrosian G. S. Method of Selection Options for Optimizing Wiring. *Technologia Priborostroenia* [The Technology of the Instrumentation]. 2005, no. 3, pp. 16–19. (In Russian)

14. Luzin S. Yu., Liachek Yu. T., Petrosian G. S., Polubasov O. B. Models and Algorithms for Radio Electronic Equipment Computer-Aided Design. SPb., *BKhV–Peterburg*, 2010, 224 p. (In Russian)

15. TopoRLite. Available at: http://.www.eda.eremex.ru/ downloads (accessed 09.03.18)

16. Knop K. A., Luzin S. Yu., Luzin M. S., Sorokin S. A., Liachek Yu. T. Fanout Arrangement in BGA Area with Irregular Contact Arrangement. *Izvestiya SPbGETU "LETI"* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2017, no. 4, pp. 31–34. (In Russian)

**Oleg Yu. Sisoev** – Postgraduate student of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", radio equipment design engineer in State Research Center JSC «Concern "Naval Underwater Weapon – Gidropribor"». The author of 7 scientific publications. Area of expertise: optimization methods for PCB topology. E-mail: ol.sysoeff@gmail.com

*Sergey S. Sokolov* – D.Sc. in Engineering (1996), Professor (1998), Professor of the Micro Radio Electronics and Technology of Radio Equipment Department of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 75 scientific publications. Area of expertise: double-stochastic processes; system engineering. E-mail: tri-s-leningrad@yandex.ru

*Viktor A. Tupik* – D. Sc. in Engineering (2011), Head of the Department Microelectronics and Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 140 scientific publications. Area of expertise: micro- and nanotechnologies; fractal and self-organizing systems. E-mail: vatupik@yandex.ru; vatupik@etu.ru

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-13-19 УДК 621.396.67

> А. А. Головков, П. В. Терентьева, А. Г. Журавлев Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия М. С. Шмырин, Н. С. Стенюков АО «НИИ "Вектор"» ул. Академика Павлова, д. 14-а, Санкт-Петербург, 197376, Россия

## ШИРОКОПОЛОСНАЯ СВЧ-АНТЕННА ВИВАЛЬДИ С ВОЗБУЖДЕНИЕМ КОМПЛАНАРНОЙ ЛИНИЕЙ<sup>1</sup>

Аннотация. В настоящее время антенны Вивальди используются как направленные излучатели, которые требуют согласования и симметрирования возбуждающего СВЧ-радиосигнала на входе. Чаще всего установка в раскрыв антенны согласующе-симметрирующего устройства приводит к дополнительным потерям и искажениям диаграммы направленности излучателя, особенно в случае работы в широком диапазоне частот. Кроме того, в случаях жестких требований по условиям эксплуатации (большой диапазон рабочих температур, высокая влажность, соляной туман, вибрация и пр.) сложен подбор подходящей микросхемы. Целью исследования является разработка щелевой антенны с 50-омным портом на входе, которая была бы проста в производстве и эксплуатации, при сохранении высокого коэффициента усиления в широком диапазоне частот. Как известно, структура поля в компланарной линии близка к структуре поля в близкой к ней щелевой. С использованием математического annaрата для таких полей, средств электродинамического моделирования и численного расчета разработана система, представляющая собой две антенны Вивальди, запитываемые одной компланарной линией. Таким образом, излучатель обладает близкой к круговой диаграммой направленности и низкими потерями в структуре питания, согласования и симметрирования, функции которой выполняет компланарная линия. Представлены результаты для диапазона частот 1...6 ГГц. Устройство в целом представляет собой диэлектрическую подложку, на которой двусторонней металлизацией выполнена излучающая структура. Для работы в более высоких диапазонах допустимо использовать излучатели на основе Finline. Кроме очевидных конструктивных плюсов антенна обладает низкой стоимостью в производстве и легко повторяема. В настоящее время авторами продолжается работа по исследованию использования таких элементов в составе антенных решеток.

Ключевые слова: антенна Вивальди, щелевая антенна, антенна, СВЧ-антенна, широкополосная антенна, согласующе-симметрирующее устройство, круговая диаграмма направленности

**Для цитирования:** Широкополосная СВЧ-антенна Вивальди с возбуждением компланарной линией / А. А. Головков, П. В. Терентьева, А. Г. Журавлев, М. С. Шмырин, Н. С. Стенюков // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 13–19. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-13-19

Alexander A. Golovkov, Polina V. Terenteva, Alexander G. Zhuravlev Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" 5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia Michail S. Shmyrin, N. Nikolay S. Stenyukov JSC «Scientific-research institute "Vektor"» 14-a, Academician Pavlova Str., 197376, St. Petersburg, Russia

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup>При подготовке публикации использовались результаты работ по проекту "Разработка многопозиционного комплекса полуактивной радиолокации и радиомониторинга излучаюших и радиомолчащих объектов" (Соглашение от 21 ноября 2018 г. № 075-11-2018-035) с использованием мер государственной поддержки, предусмотренных постановлением Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218

<sup>©</sup> Головков А. А., Терентьева П. В., Журавлев А. Г., Шмырин М. С., Стенюков Н. С., 2018

#### BROADBAND MICROWAVE VIVALDI ANTENNA USING COPLANAR FEED LINE

**Abstract.** Nowadays Vivaldi antennas are used as directional emitters with matching and balancing device at the input. As a rule, these devices cause additional losses in case of broadband operation. Besides, the use of the device leads to radiator pattern distortions, especially when operating in a wide frequency range. Stringent operating requirements (wide operating temperature, high humidity, salt fog, vibration, etc.), make the choice of proper chip very complicated. The aim of the study is to develop a slot antenna with a 50-ohm port at the input, which would be easy to manufacture and operate, while maintaining high gain in a wide frequency range. As is known, the field structure in the coplanar line is close to the field structure in the slit field close to it. As is known, the field structure in the coplanar line is similar to the field structure in the slot line. Using mathematics for such fields, means of electrodynamic modeling and numerical calculation, a system is developed that consists of two Vivaldi antennas fed by one coplanar line. Thus, the emitter has a close to a circular pattern and low losses in the structure of feeding, matching and balancing, the functions of which are performed by the coplanar line. The results are given for the frequency range of 1-6 GHz. The device as a whole is a dielectric substrate with radiating structure made as double-sided metallization. Finline-based emitters are acceptable to use for operation in higher frequencies. Antenna has low manufacturing cost and it is easy to repeat. Currently the authors are continuing work on the study of the use of such elements as part of antenna arrays.

**Key words:** Vivaldi antenna, slot antenna, antenna, microwave antenna, broadband antenna, matching balancing device, circular directivity pattern

**For citation:** Golovkov A. A., Terenteva P. V., Zhuravlev A. G., Shmyrin M. S., Stenyukov N. S. Broadband Microwave Vivaldi Antenna Using Coplanar Feed Line. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 13– 19. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-13-19 (In Russian)

Введение. В настоящее время в системах радиомониторинга широко применяются излучатели с осесимметричной диаграммой направленности (ДН) по крайней мере в одной из плоскостей [1]– [3]. Такие излучатели используются как в составе кольцевых антенных решеток, так и в качестве одиночных излучателей с возможностью приема по всем направлениям в азимутальной или угломестной плоскости в системах радиолокации и связи.

Классическими излучателями с подобной ДН являются дипольные антенны. При вертикальном расположении диполя он формирует сигнал вертикальной поляризации и имеет круговую диаграмму в горизонтальной плоскости. Однако такие излучатели узкополосны, а современные системы обычно работают либо с широкополосными сигналами, либо в широкой полосе частот.

Существуют возможности расширения полосы дипольных антенн [4]–[6] за счет геометрического расширения и установки дополнительных емкостных элементов. Однако в таком случае на низких частотах размер антенн недопустимо возрастает. Альтернативным решением являются биконические антенны [7], однако они сложны в конструктивной и технической реализации. Кроме того, все перечисленные излучатели требуют согласующе-симметрирующего устройства на входе, установка которого в открытом пространстве также вызывает ряд сложностей.

В настоящее время широкое применение находят щелевые антенны Вивальди [8], [9] ввиду простоты их конструкции и возможности изготовления методами печатной технологии. Такие излучатели обеспечивают высокий коэффициент усиления и широкие рабочие полосы частот при небольших массогабаритных параметрах [10], [11]. Однако большинство этих антенн являются однонаправленными. Кроме того, питание такой антенны от 50омного порта приводит к потерям [12], [13].

Постановка задачи. Средствами электродинамического моделирования с последующим экспериментальным подтверждением разработать широкополосную антенну, позволяющую работать в широкой полосе частот с высоким коэффициентом усиления, с 50-омным портом на входе, которая была бы проста в производстве и эксплуатации.

Структура антенной системы. Предлагается двунаправленная антенна Вивальди, содержащая 2 сфазированных излучателя и встроенное в конструкцию антенны согласующе-симметрирующее устройство.

Предлагаемая антенна выполнена по печатной технологии на диэлектрической подложке. Схематически излучатель представлен на рис. 1, a,  $\delta$ , где 1 – металлизация на верхней стороне диэлектрической подложки 2; 3 – расширяющиеся по экспоненциальному закону участки щелевой линии первого и второго излучателей; 4 – возбуждающая компланарная линия, зазоры которой совмещены и равны зазорам однородных участков щелевых линий излучателей. На обратной стороне подложки выполнен аналогичный излучатель 7, со-



единенный с верхней стороной металлизированными переходными отверстиями 5. Возбуждение антенны осуществляется 50-омным портом 6.

Устройство возбуждения, включающее отрезки заземленной компланарной линии 4 и двух щелевых линий 3, выполняет функции согласования и симметрирования возбуждающего СВЧ-радиосигнала. Выход компланарной линии 4 подключен к параллельному соединению двух отрезков щелевых линий 3 и для обеспечения согласования предполагает равенство волнового сопротивления линии 4 половинному сопротивлению каждого из волновых сопротивлений отрезков щелевых линий 3. Волновое сопротивление щелевых линий определяется подложкой и шириной зазора, а волновое сопротивление отрезка компланарной линии – подложкой, зазорами между центральным и заземленными проводниками и шириной центрального проводника. Рабочая полоса частот излучателя будет в основном ограничиваться дисперсионными характеристиками щелевых и компланарной линий и электрической неоднородностью в местах их соединения. Распределение электрического поля в поперечных сечениях как компланарной (рис. 2, а), так и щелевой (рис. 2, б) линий направлено вдоль поверхности подложки [14], поэтому можно ожидать, что дисперсионные свойства их будут близкими. На рис. 2 электрическое поле показано сплошной линией, а магнитное – штриховой.

Если пренебречь частотной дисперсией, волновое сопротивление компланарной линии описывается частотно-независимым выражением

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}} \frac{K(k)}{K(k^1)},$$

где  $\varepsilon_r$  — эффективная диэлектрическая проницаемость подложки; *K* — полный эллиптический интеграл;  $k = \frac{w}{w+2s}$ ;  $k^1 = \sqrt{1-k^2}$  (*w* — ширина центрального проводника; *s* — ширина зазора компланарной линии).

Волновое же сопротивление щелевой линии имеет явную частотную зависимость, включая слагаемое, пропорциональное  $h/\lambda$  (h – толщина диэлектрической подложки,  $\lambda$  – длина волны). Тем не менее, в диапазоне частот 20...40 ГГц частотные зависимости волновых сопротивлений обеих типов линий при одинаковых ширинах зазоров практически совпадают [14].

Именно совпадение значений волновых сопротивлений и определяет широкополосность антенны и потери в ней. По сравнению с ближайшим аналогом [15] антенна на рис. 1 имеет более высокий коэффициент усиления и близкую к круговой диаграмму направленности в азимутальной плоскости. Отличительным свойством антенны является ее работа как комбинированного электрического и магнитного излучателя. Несомненным достоинством антенны является отсутствие симметрирующего трансформатора и возможность подачи возбуждающего сигнала через стандартный 50-омный разъем, например SMA (от англ. sub-miniature version A).

Характеристики. Моделирование антенны проводилось в пакете Ansoft HFSS, модель антенны и связанная с ней система координат показаны на рис. 3.











Puc. 5



Габаритные размеры такой антенны  $53 \times 85 \times 0.5$  мм. В экспериментальном образце использовался материал FR4 (толщина 0.5 мм, диэлектрическая проницаемость 4.3). Входное сопротивление в полосе частот показано на рис. 4, *a*, где сплошной линией приведена действительная, а штриховой – мнимая часть сопротивления. На рис. 4, *б* показан модуль коэффициента отражения в полосе частот.

Диаграммы направленности антенны в азимутальной и угломестной плоскостях приведены на рис. 5, *а* и *б* соответственно. Здесь сплошной линией показана диаграмма направленности на 1 ГГц, штриховой – на 3 ГГц, а пунктирной – на 6.3 ГГц.

Экспериментальные исследования макета антенной системы. Результаты измерений входного коэффициента отражения приведены на рис. 6. Фотография измерительной установки показана на рис. 7.

Измерения коэффициента отражения демонстрируют хорошее совпадение с результатами расчета, антенна согласована в полосе частот 1...6 ГГц.

Заключение. В результате работы была спроектирована и получена антенна, представляющая собой две антенны Вивальди, запитываемые компланарной линией. Компланарная линия и щелевые от-











резки на входе антенн выполняют функции согласования и симметрирования возбуждающего СВЧрадиосигнала. Такая конструкция позволяет отказаться от дополнительной установки согласующесимметрирующего устройства в раскрыв антенны. Антенна работает в широкой полосе частот и обладает ДН, близкой к осесимметричной. Результаты измерений показали хорошее совпадение с расчетом.

В случае необходимости работы на более высоких частотах результаты могут быть перенесены на излучатели на основе Finline.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ghosh C. K., Mandal B., Parui, S. K. Omni-Directional Printed Antenna Array for MIMO Application // Proc. of 2012 5th Intern. Conf. on Computers and Devices for Communication (CODEC), 17–19 Dec. 2012, Kolkata, India. Piscataway: IEEE, 2013. doi: 10.1109/codec.2012.6509197

2. Design of Patch Antenna with Omni Directional Radiation Pattern for Wireless LAN Applications / D. Punniamoorthy, G. K. Reddy, V. S. Kamadal, G. V. Gopal, K. Poornachary // Proc. of 2017 Intern. Conf. on Recent Innovations in Signal Processing and Embedded Systems (RISE), 27–29 Oct. 2017, Bhopal, India. Piscataway: IEEE, 2017. P. 70–74. doi: 10.1109/rise.2017.8378127

3. Di Wu, Yingzeng Yin, Minjun Guo, Renqiang Shen. Wideband Dipole Antenna for 3G Base Stations // Proc. of 2005 IEEE Intern. Symp. on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 8–12 Aug. 2005, Beijing, China. Piscataway: IEEE, 2005. P. 454–457. doi: 10.1109/mape.2005.1617947

4. Ultrawideband VHF/UHF Dipole Array Antenna / A. J. Fenn, P. T. Hurst, J. D. Krieger, J. S. Sandora, L. I. Parad // Proc. of 2010 IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology, 12–15 Oct. 2010, Waltham, MA, USA. Piscataway: IEEE, 2010. P. 79–82. doi: 10.1109/array.2010.5613390

5. Yang K.-W., Zhang F.-S., Li C. Design of a Novel Wideband Printed Dipole Array Antenna // Proc. of 2018 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conf. (CSQRWC), 21–24 July 2018, Xuzhou, China. Piscataway: IEEE, 2018. doi: 10.1109/csqrwc.2018.8455804

6. Terentyeva P. V., Golovkov G. A.,Borovikov S. G. Antenna Array for the Passive Radar Monitoring System // Proc. of 2018 22nd Intern. Microwave and Radar Conf. (MIKON), 14–17 May 2018, Poznan, Poland. Piscataway: IEEE, 2018 P. 208–211. doi: 10.23919/MIKON.2018.8405179

7. Калошин В. А., Мартынов Е. С., Скородумова Е. А. Моделирование биконической антенны в широкой полосе частот // Сб. докл. III Всерос. конф. "Радиолокация и радиосвязь", М., 26–30 окт. 2009 г. М.: Изд-во ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН, 2009. С. 63–67. 8. UHF Ultrabroadband Vivaldi-Type Direction Finding Antenna / R. Mueller, S. Lutz, R. Lorch, T. A. Walter // Proc. of 2010 IEEE Antennas and Propagation Society Intern. Symp., 11–17 July 2010, Toronto, ON, Canada. Piscataway: IEEE, 2010. doi: 10.1109/aps.2010.5561691

9. A Design of High-Gain Vivaldi Antenna Loaded with Antipodal Structure and Slotting Correction / Y. Tang, X. Cao, Y. Song, L. Jidi, J. Lan, H. Yu // Proc. of 2018 IEEE MTT-S Intern. Wireless Symp. (IWS), 6–10 May 2018, Chengdu, China. Piscataway: IEEE, 2018. doi: 10.1109/ieee-iws.2018.8400909

10. Рязанов И. Г., Бякин А. А., Белоусов О. А. Анализ и синтез широкополосной планарной щелевой антенны с экспоненциальным изменением ширины щели для систем широкополосного доступа // Вопросы современной науки и практики. Ун-т им. В. И. Вернадского. 2013. № 2 (46). С. 297–306.

11. A Miniaturized Vivaldi Antenna with High Gain for Ultra-Wideband Applications / H. Wang, S. He, Z. Ding, J. Cao, Y. Yang // Proc. of 2017 Sixth Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation (APCAP), 16–19 Oct. 2017, Xi'an, China. Piscataway: IEEE, 2017. doi: 10.1109/apcap.2017.8420722

12. Shan J., Xu A., Lin J. A Parametric Study of Microstrip-Fed Vivaldi Antenna // Proc. of 2017 3rd IEEE Intern. Conf. on Computer and Communications (ICCC), 13–16 Dec. 2017, Chengdu, China. Piscataway: IEEE, 2017. P. 1099–1103. doi: 10.1109/compcomm.2017.8322713

13. Novel Conformal Vivaldi Antenna Fed by CPW / Lin Tao, Song Lizhong, Liu Shangji, Wang Yongjian, Li Zexiu // Proc. of 2016 IEEE Intern. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 5–8 June 2016, Beijing, China. Piscataway: IEEE, 2016. doi: 10.1109/icmmt.2016.7762422

14. Kai Chahg. Encyclopedia of RF and Microwave Engineering. NewJersey: Wiley, 2005. 5945 p.

15. Пат. РФ № 2269187. Щелевая антенна / А. Г. Коновалов, В. М. Нефедьев. Опубл. 27.01.2006.

#### Статья поступила в редакцию 10 сентября 2018 г.

**Головков Александр Алексеевич** – доктор технических наук (1992), профессор (1995) кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 180 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

E-mail: algol110843@yandex.ru

*Терентьева Полина Викторовна* – магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2017), аспирантка кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электро-

технического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

E-mail: teterevinsky.pol@gmail.com

*Журавлев Александр Геннадьевич* – студент 4-го курса бакалавриата Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

E-mail: keni-97s@mail.ru

Стенюков Николай Сергеевич – кандидат технических наук (1974), ведущий научный сотрудник АО «НИИ "Вектор"». Автор 35 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов в радиомониторинге.

#### E-mail: nsten@mail.ru

Шмырин Михаил Сергеевич – радиоинженер (2005, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), начальник отдела АО «НИИ "Вектор"». Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – аппаратно-программные средства в радиомониторинге. E-mail: kotovski@list.ru

#### REFERENCES

1. Ghosh C. K., Mandal B., Parui, S. K. Omni-Directional Printed Antenna Array for MIMO Application. Proc. of 2012 5th Intern. Conf. on Computers and Devices for Communication (CODEC), 17–19 Dec. 2012, Kolkata, India. Piscataway, IEEE, 2013. doi: 10.1109/codec.2012.6509197

2. Punniamoorthy D., Reddy G. K., Kamadal V. S., Gopal G. V., Poornachary K. Design of Patch Antenna with Omni Directional Radiation Pattern for Wireless LAN Applications. Proc. of 2017 Intern. Conf. on Recent Innovations in Signal Processing and Embedded Systems (RISE), 27–29 Oct. 2017, Bhopal, India. Piscataway, IEEE, 2017, pp. 70–74. doi: 10.1109/rise.2017.8378127

3. Di Wu, Yingzeng Yin, Minjun Guo, Renqiang Shen. Wideband Dipole Antenna for 3G Base Stations. Proc. of 2005 IEEE Intern. Symp. on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 8–12 Aug. 2005, Beijing, China. Piscataway, IEEE, 2005, pp.454–457. doi: 10.1109/mape.2005.1617947

4. Fenn A. J., Hurst P. T., Krieger J. D., Sandora J. S., Parad L. I. Ultrawideband VHF/UHF Dipole Array Antenna. Proc. of 2010 IEEE Intern. Symp. on Phased Array Systems and Technology, 12–15 Oct. 2010, Waltham, MA, USA. Piscataway, IEEE, 2010, pp. 79–82. doi: 10.1109/array.2010.5613390

5. Yang K.-W., Zhang F.-S., Li C. Design of a Novel Wideband Printed Dipole Array Antenna. Proc. of 2018 Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), 21–24 July 2018, Xuzhou, China. Piscataway, IEEE, 2018. doi: 10.1109/csqrwc.2018.8455804

6. Terentyeva P. V., Golovkov G. A.,Borovikov S. G. Antenna Array for the Passive Radar Monitoring System. Proc. of 2018 22nd Intern. Microwave and Radar Conference (MIKON), 14–17 May 2018, Poznan, Poland. Piscataway, IEEE, 2018, pp 208–211. doi: 10.23919/MIKON.2018.8405179

7. Kaloshin V. A., Martynov E. S., Skorodumova E. A. Biconical Antenna Simulation in Wide Frequency Band. Proc. III All-Russia Conf. "Radiolocation and Radio Communication", 26–30 October 2009, Moscow: publishing house IRE named after V. A. Kotelnikov RAS, 2009, pp. 63–67. (In Russian) 8. Mueller R., Lutz S., Lorch R., Walter T. A. UHF Ultrabroadband Vivaldi-Type Direction Finding Antenna. Proc. of 2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 11–17 July 2010, Toronto, ON, Canada. Piscataway, IEEE, 2010. doi: 10.1109/aps.2010.5561691

9. Tang Y., Cao X., Song Y., Jidi L., Lan J., Yu H. A Design of High-Gain Vivaldi Antenna Loaded with Antipodal Structure and Slotting Correction. Proc. of 2018 IEEE MTT-S International Wireless Symp. (IWS), 6–10 May 2018, Chengdu, China. Piscataway, IEEE, 2018. doi: 10.1109/ieee-iws.2018.8400909

10. Ryazanov I. G., Byakin A. A., Belousov O. A. Analysis and Synthesis of Broadband Planar Slit Antenna with Slit Width Exponential Change For Broadband Access Systems. Problems of Contemporary Science and Practice. Vernadsky University. 2013, no. 2 (46), pp. 297–306. (In Russian)

11. Wang H., He S., Ding Z., Cao J., Yang Y. A Miniaturized Vivaldi Antenna with High Gain for Ultra-Wideband Applications. Proc. of 2017 Sixth Asia-Pacific Conf. on Antennas and Propagation (APCAP), 16–19 Oct. 2017, Xi'an, China. Piscataway, IEEE, 2017. doi: 10.1109/apcap.2017.8420722

12. Shan J., Xu A., Lin J. A Parametric Study of Microstrip-Fed Vivaldi Antenna. Proc. of 2017 3rd IEEE Intern. Conf. on Computer and Communications (ICCC), 13–16 Dec. 2017, Chengdu, China. Piscataway: IEEE. 2017, pp. 1099–1103. doi: 10.1109/compcomm.2017.8322713

13. Lin Tao, Song Lizhong, Liu Shangji, Wang Yongjian, Li Zexiu. Novel Conformal Vivaldi Antenna Fed by CPW. Proc. of 2016 IEEE Intern. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 5–8 June 2016, Beijing, China. Piscataway, IEEE, 2016. doi: 10.1109/icmmt.2016.7762422

14. Kai Chahg. Encyclopedia of RF and Microwave Engineering. NewJersey, Wiley, 2005, 5945p.

15. Konovalov A. G., Nefediev V. M. Patent RF no. 2269187. Slotted antenna. 2006. (In Russian)

Received December, 10, 2018

*Alexander A. Golovkov* – D.Sc. (1992), Professor (1995) of the Department of Radio-Electronic Resources of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 180 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics, antennas, microwave technology. E-mail: algol110843@yandex.ru

*Polina V. Terenteva* – Master's Degree in Radio Engineering (2017), postgraduate student of the Department of Radio-Electronic resources, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: electrodynamics, antennas, microwave technology. E-mail: teterevinsky.pol@gmail.com

*Alexander G. Zhuravlev* – Student of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Area of expertise: electrodynamics, antennas, microwave technology.

E-mail: keni-97s@mail.ru

*Nikolay S. Stenukov* – PhD in Engineering (1974), Leading Researcher Joint-Stock Company «NII "Vektor"». The author of 30 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing in radiomonitoring. E-mail: nsten@mail.ru

*Michail S. Shmirin* – Engineer (2005, Saint Petersburg State Electrotechnical University "LETI"), Head of Department Joint-Stock Company«NII "Vektor"». The author of 3 scientific publications. Area of expertise: radiomonitoring hardware and software. E-mail: kotovski@list.ru DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-20-29 УДК 621.396.674.37

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

### АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК КОЛЬЦЕВОЙ ПЕЛЕНГАТОРНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ1

**Аннотация.** Кольцевые антенные решетки (КАР), выполненные из симметричных вибраторных излучателей, широко используются в системах связи, навигации и мониторинга. Несмотря на их широкое применение, ряд существенных моментов исследован недостаточно. К ним следует отнести анализ частотной зависимости антенного фактора (АФ) (отношения модуля напряженности электрического поля к амплитуде напряжения на нагрузке, подключенной к выходным зажимам) элементов КАР в корректной электродинамической постановке.

Целью статьи является анализ частотной зависимости АФ одиночной симметричной вибраторной антенны (CBA) при разных геометрии и характере нагрузки как в свободном пространстве, так и в составе КАР, а также оценка погрешности определения разности фаз между ее элементами, обусловленной учетом взаимного влияния элементов.

С применением математической модели, основанной на системе связанных интегральных уравнений (СИУ), выполнен анализ частотной зависимости АФ одиночной СВА, получены конкретные аналитические выражения для АФ одиночной СВА в одно- и трехмодовом приближениях, указаны границы их применимости в полосе частот. Решение СИУ получено методом Галеркина в кусочно-синусоидальном базисе при произвольном числе базисных функций для восьми- и четырехэлементных КАР. Решение может быть обобщено на произвольное количество элементов в составе КАР. Показано, что для улучшения частотной зависимости АФ целесообразно использовать СВА с высокоомной нагрузкой, а также с большим диаметром. Рассмотрены фазовые ошибки относительно выбранного опорного излучателя в разных элементах КАР для сигналов, наводимых внешним падающим полем плоской волны.

Обнаружено наличие существенных осцилляций в частотной зависимости АФ и фазовой ошибки, обусловленных взаимным влиянием излучателей, которые существенно зависят от расстояния между элементами. Приведенные результаты могут представлять интерес для разработчиков фазовых пеленгаторов.

**Ключевые слова:** пеленгаторная антенная решетка, кольцевая антенная решетка, антенный фактор, коэффициент калибровки, система интегральных уравнений, симметричная вибраторная антенна

**Для цитирования:** Анализ характеристик кольцевой пеленгаторной антенной решетки / С. В. Балландович, Г. А. Костиков, Л. М. Любина, М. И. Сугак // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 20–29. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-20-29

#### Svyatoslav V. Ballandovich, Grigory A. Kostikov, Liubov M. Liubina, Mikhail I. Sugak

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

#### PERFORMANCE ANALYSIS FOR DIRECTION-FINDING CIRCULAR ANTENNA ARRAY

**Abstract.** This paper considers circular antenna arrays comprised of symmetrical dipole radiators applied in communication, navigation and monitoring systems. Despite their widespread use, a number of significant issues is underinvestigated. Among them are frequency dependence of the antenna factor (the ratio of the electric field intensity module to the voltage amplitude at the load connected to the output terminals) of the circular antenna array elements in the correct electrodynamic setting. The purpose of this paper is to analyse the antenna factor frequency dependence of a single dipole antenna with different geometry and load both in free space and as circular antenna element. The estimation of phase difference error between the circular antenna array elements caused by their cross coupling is also of interest.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> При подготовке публикации использовались результаты работ по проекту "Разработка многопозиционного комплекса полуактивной радиолокации и радиомониторинга излучающих и радиомолчащих объектов" (Соглашение от 21 ноября 2018 г. № 075-11-2018-035) с использованием мер государственной поддержки, предусмотренных постановлением Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218.

Specific expressions are obtained for the antenna factor of the dipole antenna for single-mode and three-mode approximations. The limits of their applicability in frequency band are considered. The solution to the coupled integral equations is obtained using the Galerkin method with piecewise sinusoidal current distribution and with an arbitrary number of basis functions for eight- and four-element circular antenna array. This solution may be generalized to an arbitrary number of circular antenna array elements. It is demonstrated that to improve the antenna factor frequency dependence it is advisable to use dipole antennas with high-resistance load, as well as with large diameter. Phase errors for different circular antenna array element signals are considered with respect to the reference element. The dependence of these phase errors on the circular antenna array geometry is presented. It is concluded that there are significant oscillations of the antenna factor when the dipole is the part of the circular antenna array. They are caused by cross coupling between the circular antenna array elements, which significantly depend on the element spacing. The results presented may be of interest to phase direction finder development engineers.

**Key words:** direction finding antenna array, circular antenna array, antenna factor, calibration factor, integral equations system, dipole antenna

**For citation:** Ballandovich S. V., Kostikov G. A., Liubina L. M., Sugak M. I. Performance Analysis for Direction-Finding Circular Antenna Array. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 20-29. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-6-20-29 (In Russian)

Введение. Кольцевые антенные решетки (КАР), выполненные из вибраторных излучателей, широко используются в системах связи и мониторинга [1]-[6]. Несмотря на обширную библиографию по данному вопросу, ряд существенных моментов отражен в литературе недостаточно. К ним следует отнести анализ частотной зависимости антенного фактора (АФ) элементов КАР. При формулировке требований к широкополосным приемным антеннам нередко прибегают к понятию  $A\Phi$  (antenna factor [1], коэффициент калибровки антенны [2], [7]) как отношения модуля напряженности электрического поля к амплитуде напряжения на нагрузке, подключенной к выходным зажимам (как правило, в качестве нагрузки выступает входное сопротивление усилительного каскада приемного тракта). Таким образом, АФ измеряется в метрах в минус первой степени и является величиной, обратной действующей высоте антенны.

Для серийно выпускаемых измерительных антенн используются заводские калибровочные кривые как для коэффициента усиления (КУ), так и для АФ в рабочем диапазоне частот. Вместе с тем, данных о поведении АФ в широкой полосе частот для одиночных вибраторных антенн и пеленгационных КАР на их основе значительно меньше [8]–[13].

Помимо этого для эффективной обработки сигналов в КАР, предназначенных для фазовой пеленгации, большой практический интерес представляет вопрос об инструментальной ошибке [3], обусловленной взаимным влиянием элементов. Адекватное исследование этого вопроса требует построения точной электродинамической модели КАР.

В данной статье представлен анализ частотной зависимости АФ одиночной симметричной вибраторной антенны (CBA) и CBA в составе КАР, а также оценка погрешности определения разности фаз между элементами КАР, обусловленной эффектами взаимного влияния для различных геометрических параметров.

Частотная зависимость АФ уединенной СВА различной геометрии при разных нагрузках. Для вывода основных соотношений будем отталкиваться от математической модели, основанной на решении интегрального уравнения Поклингтона относительно тока в приемной цилиндрической антенне при ее внешнем возбуждении. На СВА длиной 2l, диаметром 2a, нагруженную в центре на комплексную сосредоточенную нагрузку  $Z_0$ , перпендикулярно оси СВА падает плоская волна согласованной поляризации (рис. 1):

$$\mathbf{E}_{\Pi a \pi} = \mathbf{e}_z E_0, \tag{1}$$



21

где  $\mathbf{e}_z$  – единичный вектор с направлением, совпадающим с осью проводника антенны;  $E_0$  – амплитуда падающего поля, В/м. С учетом (1) при наличии нагрузки сосредоточенного характера в центре СВА *z* -я компонента стороннего электрического поля может быть записана следующим образом:

$$E_{zct}(z) = E_0 - I(z=0)Z_0\delta(z),$$
 (2)

где I(z) – распределение тока в CBA;  $Z_0$  – сопротивление нагрузки;  $\delta(z)$  – дельта-функция. Связь между  $E_{zct}(z)$  из (2) и распределением тока в одиночной CBA в соответствии с интегральным уравнением (ИУ) Поклингтона имеет вид [14]:

$$E_{zcr}(z) = \int_{-l}^{l} I(z') K(z', z) dz',$$
 (3)

где z' – координата точки интегрирования;

$$K(z',z) = -\frac{1}{4\pi i\omega\varepsilon} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{\exp\left[-ikR(z',z)\right]}{R(z',z)} - \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{\exp\left[-ikR(z',z)\right]}{R(z',z)} - \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{\exp\left[-ikR(z',z)\right]}{R(z',z)} - \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{\exp\left[-ikR(z',z)\right]}{R(z',z)} - \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{\exp\left[-ikR(z',z)\right]}{R(z',z)} - \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{\exp\left[-ikR(z',z)\right]}{R(z',z)} - \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{\exp\left[-ikR(z',z)\right]}{R(z',z)} - \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{\exp\left[-ikR(z',z)\right]}{R(z',z)} - \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{\exp\left[-ikR(z',z)\right]}{R(z',z)} - \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{\exp\left[-ikR(z',z)\right]}{R(z',z)} - \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots}{\partial z^2} + k^2 \dots \right) \frac{1}{2} \left( \frac{\partial^2 \dots$$

ядро уравнения Поклингтона в осевом приближении;  $\varepsilon$  – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды (воздух);  $\omega$  – круговая частота, соответствующая длине волны  $\lambda$ ;  $R(z',z) = \sqrt{(z'-z)^2 + a^2}$ ;  $k = 2\pi/\lambda$ .

Для приближенных инженерных оценок найдем токовое распределение в CBA в виде разложения по системе трех (N = 3) кусочно-синусоидальных базисных функций (БФ), которое с учетом симметрии задачи можно записать в виде

$$I(z) = I_1 f_1(z) + I_2 f_2(z) + I_3 f_3(z) =$$
  
=  $I_2 f_2(z) + I_1 [f_1(z) + f_3(z)],$  (4)

где  $I_1 = I_3$ ;  $I_2$  – искомые базисные коэффициенты амплитуд токов;  $f_1(z)$ ,  $f_2(z)$ ,  $f_3(z)$  – кусочно-синусоидальные БФ [9]:

$$f_{2}(z) = \begin{cases} \frac{\sin(kl/2 - |kz|)}{\sin(kl/2)}, |z| \le l/2, \\ 0, z \notin [-l/2, l/2]; \end{cases}$$

$$f_{3}(z) = f_{2}(z - l/2); \qquad (5)$$

$$f_{1}(z) = f_{2}(z + l/2).$$

При произвольном N основная БФ определяется как

$$f_N(z) = \begin{cases} \frac{\sin[2kl/(N+1) - |kz|]}{\sin[2kl/(N+1)]}, |z| \le 2l/(N+1); \\ 0, z \notin [-2l/(N+1), 2l/(N+1)]. \end{cases}$$

В результате применения процедуры Галеркина к уравнению (3), с учетом выбранного представления искомого тока (4), (5) и принятой нумерации БФ, можно получить систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) третьего порядка:

$$\mathbf{U} = Z \cdot \mathbf{I},\tag{6}$$

где U – вектор-столбец напряжений; Z – матрица обобщенных взаимных импедансов; I – вектор-строка базисных коэффициентов амплитуд токов в сегментах CBA.

Элементы вектора-столбца напряжений запишутся следующим образом:

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_0 \\ U_0 - I_2 Z_0 \\ U_0 \end{bmatrix},$$

где

$$U_{1} = U_{3} = \int_{0}^{kl} E_{0} \frac{\sin(kl/2 - |kz - kl/2|)}{\sin(kl/2)} dz =$$

$$= \frac{2E_{0}l}{kl} \operatorname{tg}(kl/4) = U_{0};$$

$$U_{2} = \int_{-kl/2}^{kl/2} E_{0} \frac{\sin(kl/2 - |kz|)}{\sin(kl/2)} dz =$$

$$= \frac{2E_{0}l}{kl} \operatorname{tg}(kl/4) - I_{2}Z_{0} = U_{0} - I_{2}Z_{0}.$$
(7)

Выражение (7) получено с учетом того, что  $E_{zct}(z)$  в ИУ (3) содержит в рассматриваемом случае дополнительное слагаемое  $-I_2Z_0\delta(z)$ , которое соответствует фиктивному сосредоточенному генератору напряжения, амплитуда которого зависит от сопротивления нагрузки.

Матрица обобщенных взаимных импедансов *Z* в системе (6) с учетом симметрии задачи является матрицей Теплица:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{12} & Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{13} & Z_{12} & Z_{11} \end{bmatrix},$$
 (8)

Fige 
$$Z_{ij} = Z_{ji} = \int_{-kl}^{kl} \int_{-kl}^{kl} f_i(z') f_j(z) K(z',z) dz' dz;$$
  
 $1 \le i \le 3, \ 1 \le j \le 3.$ 

Элементы матрицы Z в (8) вычислялись сведением двойных интегралов к одиночным с применением формулы Бехмана [14], [15] и последующим численным интегрированием по стандартной процедуре. Ввиду симметрии токового распределения относительно центра СВА третья строка системы (6) с учетом (7) является информационно избыточной, поэтому СЛАУ можно упростить:

$$\begin{bmatrix} U_0 \\ U_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} + Z_{13} & Z_{12} \\ 2Z_{12} & Z_{11} + Z_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}.$$
 (9)

Решая систему (9) относительно базисных коэффициентов удается получить компактное выражение для токов через элементы матрицы  $Z_{ij}$  и сопротивление нагрузки в центре антенны:

$$I_{2} = U_{0} \frac{Z_{11} + Z_{23} - 2Z_{12}}{(Z_{11} + Z_{0})(Z_{11} + Z_{23}) - 2Z_{12}^{2}},$$

$$I_{3} = I_{1} = U_{0} \frac{Z_{11} + Z_{0} - Z_{12}}{(Z_{11} + Z_{0})(Z_{11} + Z_{23}) - 2Z_{12}^{2}}.$$
(10)

С использованием (10) напряжение на нагрузке приемной антенны запишется следующим образом:

$$U_{\rm H} = I_2 Z_0 = \frac{2E_0}{k} \operatorname{tg}(kl/4) \times \\ \times \frac{(Z_{11} + Z_{23} - 2Z_{12})Z_0}{(Z_{11} + Z_0)(Z_{11} + Z_{23}) - 2Z_{12}^2}.$$

Из последнего соотношения получим связь напряженности падающего на CBA электрического поля и напряжения на нагрузке *A*<sub>f</sub> (антенный фактор) в виде

$$A_{\rm f} = \frac{E_0}{U_{\rm H}} = \frac{k}{2 \operatorname{tg}(kl/4)} \times \frac{\left[ (Z_{11} + Z_0)(Z_{11} + Z_{23}) - 2Z_{12}^2 \right]}{(Z_{11} + Z_{23} - 2Z_{12})Z_0}.$$
 (11)

В области низких частот, где электрические размеры СВА малы, достаточную точность в оценке АФ дает одномодовая аппроксимация токового распределения. В этом случае СЛАУ (6), (9) превращается в уравнение:  $U_0 = I_1(Z_{11} + Z_0)$ , где  $U_0 = (2E_0/k) \operatorname{tg}(kl/2)$ ;  $Z_{11}$  – входное сопротивление СВА при N = 1. Отсюда вытекает простое соотношение для АФ в одномодовом приближении:

$$A_{\rm f} = \frac{E_0}{U_{\rm H}} = \frac{k}{2\,{\rm tg}(kl/2)} \frac{\left(Z_{11} + Z_0\right)}{Z_0}.$$
 (12)

При анализе АФ в широкой полосе частот целесообразно иметь решение ИУ (3) при произвольном числе базисных функций. В этом случае применение процедуры Галеркина приводит к СЛАУ вида

$$\mathbf{U} = Z \cdot \mathbf{I}$$

где Z – матрица Теплица размером  $N \times N$ , N – число БФ (нечетное). Ее вид

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & \dots & Z_{1j} & \dots & Z_{1N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & Z_{11} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{1N} & \dots & Z_{1j} & \dots & Z_{11} \end{bmatrix}$$

Элементы вектор-столбца напряжений в данном случае запишутся следующим образом:

$$U_n = \frac{2E_0}{k} \operatorname{tg}\left(\frac{kl}{N+1}\right); \ 1 \le n < \frac{N+1}{2}, \ \frac{N+1}{2} < n \le N,$$
$$U_n = \frac{2E_0}{k} \operatorname{tg}\left(\frac{kl}{N+1}\right) - I_n Z_0; \ n = \frac{N+1}{2}.$$

Токи в приемной антенне определяются из уравнения  $I = Z^{-1}U$ , напряжение на нагрузке

$$U_{\rm H} = (Z^{-1}\mathbf{U})_{(N+1)/2} Z_0,$$

откуда получаем окончательное соотношение для АФ в многомодовом приближении:

$$A_{\rm f} = \frac{1}{(Z^{-1}\mathbf{U})_{(N+1)/2} Z_0}.$$
 (13)

Представление о сходимости результата вычисления АФ уединенной СВА для разного числа БФ дает рис. 2 (здесь число БФ равно 1, 3, 7, в центре СВА установлена резистивная нагрузка  $Z_0 = 50$  Ом, длина плеча СВА 0.1 м). Штриховая кривая соответствует искусственно организованному полуволново-





му режиму на каждой частоте. Из графика видно, что формула (12) для одной БФ (сплошная кривая) применима в интервале частот 0.2...1.0 ГГц, формулы (11) и (13) можно использовать до 2 ГГц.

Влияние сопротивления нагрузки на поведение АФ в полосе частот представлено на рис. 3. Здесь даны частотные зависимости АФ для длины плеча l = 0.1 м при сопротивлении нагрузок 50, 150 и 300 Ом, отношение длины плеча к радиусу СВА составляет l/a = 100. Наилучшие результаты дает высокоомная нагрузка.

Частотная зависимость АФ при длинах плеча CBA 25, 50 и 100 мм приведена на рис. 4 (сопротивление нагрузки 50 Ом). Тремя этими литерами перекрывается интервал частот 0.5...4 ГГц исходя из критерия границы, где отличие от штриховой кривой не превышает 5 дБ. Таким образом, рис. 4 дает представления о возможностях улучшения частотной зависимости АФ CBA за счет дистан-



ционной электрической коммутации длины плеча CBA (например, с помощью p - i - n -диодов).

На рис. 5 дана частотная зависимость  $A\Phi$  для CBA с длиной плеча 100 мм при разном отношении длины к диаметру (l/a = 1000, 100 и 33). Видно, что полосой рабочих частот 0.7...2.0 ГГц с отклонениями от штриховой кривой не более чем на 3 дБ обладает наиболее толстый вибратор.

Частотная зависимость АФ для СВА в составе КАР. Математическую модель для АФ СВА, входящих в состав КАР, построим на основе системы связанных интегральных уравнений (СИУ) относительно токов в M одинаковых параллельных излучателях, расположенных эквиугольно на расстоянии  $D_0/2$  от центра (рис. 6), где  $D_0$  – диаметр КАР.

С учетом взаимного влияния элементов КАР и



Рис. 6

наличия внешнего возбуждения в виде поля падающей плоской волны необходимо решать СИУ M-го порядка, а не ограничиваться одним ИУ, как это было бы при одинаковых токах во всех элементах кольцевой АР, например при синфазном возбуждении в передающем режиме. Реализация граничных условий для касательной компоненты электрического поля на СВА приводит к системе

$$\begin{cases} E_{z \text{ cT}}^{(1)}(z) = \sum_{p=1-l}^{M} \int_{-l}^{l} I_{p}(z') K_{p,1}(z',z) dz'; \\ \dots \\ E_{z \text{ cT}}^{(m)}(z) = \sum_{p=1-l}^{M} \int_{-l}^{l} I_{p}(z') K_{p,m}(z',z) dz'; \quad (14) \\ \dots \\ E_{z \text{ cT}}^{(M)}(z) = \sum_{p=1-l}^{M} \int_{-l}^{l} I_{p}(z') K_{p,M}(z',z) dz'; \\ 1 \le p \le M; \end{cases}$$

$$1 \le m \le M,$$
  
где  $K_{p,m}(z',z) = -\frac{1}{4\pi i \omega \varepsilon} \left( \frac{\partial^2 ..}{\partial z^2} + k^2 .. \right) \times \frac{\exp\left[-ikR_{p,m}(z',z)\right]}{R_{p,m}(z',z)}.$ 

Расстояние между точками интегрирования z' и наблюдения z на излучающих элементах кольцевой АР, используемое в записи ядра СИУ (рис. 7):

$$R_{p,m} = \sqrt{(z - z')^2 + \left[D_0 \sin(\pi |m - p|/M)\right]^2}$$

Стороннее поле на *т*-м элементе запишется



таким образом:

$$E_{zcr}^{(m)}(z) = E_0 e^{-ik\Delta_m} - I_m(z=0) Z_0 \delta(z).$$

Для каждого элемента КАР фаза падающего поля обусловлена индивидуальной разностью хода относительно опорного элемента. Выражение для разности хода падающего поля  $\Delta_m$  на *m* -м элементе в приемной КАР получается из геометрии, представленной на рис. 8 (прямоугольный тре-



угольник с катетами  $\Delta_m$  и h). Разность хода лучей  $\Delta_m$  КАР запишется как

$$\Delta_m = D_0 \sqrt{\left[\sin(\alpha_m/2)\right]^2 - \left[\sin(\alpha_m/2)\cos(\alpha_m/2)\right]^2} = D_0 \sin^2 \left[\pi(m-1)/M\right].$$

Решать СИУ (14) будем, представляя токи в каждом элементе в виде разложения по системе БФ:

$$I_m(z') = \sum_{n=1}^N I_n^{(m)} f_n^{(m)}(z')$$
. Воспользовавшись ме-

тодом Галеркина, после несложных преобразований получим СЛАУ, которая в общем случае также имеет вид

$$\mathbf{U} = Z \cdot \mathbf{I}.\tag{15}$$

При одномодовой аппроксимации распределения тока (N = 1) матрица-столбец U состоит из M элементов вида

$$\mathbf{U} = \frac{2E_0 \operatorname{tg}(kl/2)}{k} \begin{bmatrix} 1 & \dots e^{-i\varphi_m} \dots & e^{-i\varphi_M} \end{bmatrix}^T;$$
$$\varphi_m = kD_0 \sin^2 \left[ \frac{(m-1)\pi}{M} \right].$$

Матрица взаимных обобщенных импедансов Z в этом случае имеет размер  $M \times M$  и при одинаковых нагрузках в каждом излучателе является матрицей Теплица:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} + Z_0 & Z_{12} & \dots & Z_{1M} \\ Z_{21} & Z_{22} + Z_0 & \dots & Z_{2M} \\ \dots & & & \dots \\ Z_{M1} & \dots & \dots & Z_{MM} + Z_0 \end{bmatrix}$$

Заметим, что расстояния между одинаковыми точками на всех параллельных СВА в КАР будут в этом случае описываться выражением

$$R_{m,p} = D_0 \sin\left(\pi |m - p|/M\right)$$

Решая СЛАУ (15) найдем напряжения на нагрузках всех элементов КАР в виде

$$U_m = Z^{-1} \mathbf{U} Z_0 = \frac{2E_0}{k} \operatorname{tg}(kl/2) Z^{-1} \mathbf{U}_0 Z_0,$$

где элементы матрицы U<sub>0</sub> равны:

$$U_{0m} = e^{-ikD_0\sin^2\left[\frac{(m-1)\pi}{M}\right]},$$

откуда АФ для *m*-го вибратора равен:

$$A_{\rm fm} = \frac{k}{2 \, {\rm tg} (kl/2) Z^{-1} {\rm U}_0 Z_0}, 1 \le m \le M. \quad (16)$$

25

В случае многомодового подхода к решению СИУ (14) для токов в СВА матрица обобщенных импедансов Z после алгебраизации будет иметь блочно-теплицевый характер; вектор U – блочный. Для трех мод тока на каждом вибраторе (рис. 6) вектор U равен:

$$\mathbf{U} = \frac{2E_0 \operatorname{tg}(kl/4)}{k} \times \left[ [1 \ 1 \ 1] \dots \left[ e^{-i\varphi_m} e^{-i\varphi_m} e^{-i\varphi_m} \right] \dots \left[ e^{-i\varphi_M} e^{-i\varphi_M} e^{-i\varphi_M} \right] \right]^{\mathrm{T}}$$
где  $\varphi_m = kD_0 \sin^2 \left[ \frac{(m-1)\pi}{M} \right].$ 

Полное число элементов вектора U равно MN, число членов в каждом блоке N. Формула для элементов *m*-го блока вектора U в общем случае имеет вид

$$U_m = \frac{2E_0 \operatorname{tg}[kl/(N+1)]}{k} e^{-ikD_0 \sin^2\left\lfloor\frac{(m-1)\pi}{M}\right\rfloor}$$

Структура матрицы импедансов Z при многомодовом анализе КАР имеет вид

$$Z = \begin{bmatrix} [Z_1] & [Z_2] & \dots & [Z_M] \\ [Z_2] & [Z_1] & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ [Z_M] & \dots & \dots & [Z_1] \end{bmatrix}.$$

В свою очередь каждый диагональный блок  $[Z_1]$  описывает взаимодействие сегментов в пределах своего излучателя и состоит из  $N \times N$  элементов, причем центральный элемент главной диагонали содержит добавку, равную сопротивлению нагрузки  $Z_0$ :

$$Z_{(N+1)/2,(N+1)/2} = Z_{11} + Z_0$$

Размер матрицы Z равен  $NM \times NM$ , однако, учитывая симметрию тока в плечах каждой CBA при падении плоской волны в плоскости KAP, ее можно уменьшить до  $(N-1)M \times (N-1)M$ . Решая СЛАУ, можно найти токи при всех сегментах КАР, из которых для определения AФ нужно только M центральных, затем по формуле, аналогичной (16), находятся AФ всех элементов.

Результаты расчета частотной зависимости АФ СВА, находящихся в составе четырехэлементной КАР в многомодовом приближении, приведены на рис. 9 (a - для элементов с m = 1 и m = 2;  $\delta - для$ элементов с m = 3 и m = 4). Здесь принята следующая геометрия: l = 0.1 м; l/a = 33,  $D_0 = 0.2$  м;



все нагрузки равны 50 Ом, для расчета по предложенной математической модели (сплошные линии) использовалось 5 базисных функций. Для моделирования методом конечных элементов (штриховые линии) использовался пакет ANSYS HFSS. Внешнее поле падает на элемент с номером m = 1 в азимутальной плоскости в направлении центра КАР.

При анализе рис. 9 а, б обращает на себя внимание факт существенного взаимного влияния элементов, который проявляется в заметных осцилляциях в поведении АФ по сравнению с аналогичным АФ СВА в свободном пространстве. Расчеты показывают, что с увеличением радиуса КАР эти отличия полностью исчезают, так как взаимные связи ослабляются. Наиболее сильные искажения частотной зависимости АФ наблюдаются для "заднего" элемента (*m* = 3) в результате эффекта затенения, что проявляется в виде характерного выброса на рис. 9, б. Отметим, что наблюдается хорошее совпадение данных, полученных по предложенной математической модели и на основе метода конечных элементов даже при сравнительно небольшом количестве базисных функций (N = 5), что является подтверждением адекватности предложенного метода оценки АФ.

Решение СИУ для токов в элементах КАР позволяет определить разности фаз наводимых сигналов от внешнего источника плоского поля относительно выбранного опорного элемента (m = 1). Сравнивая их с разностью фаз, обусловленной



только пространственным расположением излучателей в КАР (формула для  $\Delta_m$ ), можно определить фазовую погрешность, представляющую интерес для разработки алгоритмов пеленгования. Частотная зависимость фазовой ошибки для элементов восьмиэлементной КАР приведена на рис. 10. На рисунке каждая кривая соответствует своему элементу (m = 2...5), плоская волна падает на первый элемент в направлении центра КАР. Здесь видно, что для СВА с номером 2 в низкочастотной части диапазона ошибка минимальна, однако с ростом частоты она достигает примерно 0.4 рад, наибольшие погрешности фазы наблюдаются для СВА с номером 5 ввиду эффектов затенения. Моделирование показывает, что с увеличением радиуса КАР  $D_0/2$  фазовые ошибки уменьшаются, и уже при  $D_0/2 \rightarrow (10...12)l$  все зависимости вырождаются в прямые линии с весьма малыми осцилляциями вблизи нуля.

Заключение. В статье описана математическая модель приемной кольцевой многоэлементной антенной решетки, состоящей из произвольного числа тонких симметричных вибраторов, нагруженных на сосредоточенные сопротивления. Антенная решетка возбуждается плоской волной, падающей на СВА в плоскости кольца. Распределение тока в элементах ищется из системы связанных интегральных уравнений, решаемых методом Галеркина при произвольном числе базисных функций. Для малоэлементных КАР построены частотные зависимости антенного фактора и дано сравнение результатов расчета с аналогичным элементом, находящимся в свободном пространстве.

Рассмотрено влияние взаимных связей между элементами КАР на разность фаз токов, показана возможность наличия значительных фазовых ошибок. Приведенные результаты могут представлять интерес для разработчиков фазовых пеленгаторов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Naval Air Warfare Center Weapons Division. Electronic Warfare & Radar Systems Engineering Handbook. Morrisville: Lulu Press, Inc, 2013. P.450.

2. Ашихмин А. В., Козьмин В. А., Рембовский А. М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. 3-е изд. М.: Горячая линия-Телеком, 2012. 641 с.

3. Кукес И. С., Старик М. Е. Основы радиопеленгации. М.: Сов. радио, 1964. 640 с.

4. Анализ существующих конструкций антенных элементов пеленгаторных решеток / К. О. Волков, Ю. Г. Пастернак, К. А. Разинкин, С. М. Федоров // Вестн. ВГТУ. 2015. № 6. URL: https://cyberleninka.ru/article/ n/analiz-suschestvuyuschih-konstruktsiy-antennyh-elementov-pelengatornyh-reshetok (дата обращения: 10.12.2018).

5. Виноградов А. Д., Михин А. Ю., Подшивалова Г. В. Методика проектирования эквидистантных кольцевых антенных решеток широкодиапазонных фазочувствительных радиопеленгаторов // Антенны. 2012. № 4 (179). С. 11–21.

6. Виноградов А. Д., Зибров Г. В., Леньшин А. В. Структуры и свойства пеленгаторных кольцевых антенных решеток с нечетной симметрией диаграмм направленности антенн // Антенны. 2013. № 5 (192). С. 4-17.

7. ГОСТ CISPR 16-1-4-2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Требования к аппаратуре для измерения параметров индустриальных радиопомех и помехоустойчивости и методы измерений. Ч. 1–4. Аппаратура для измерения радиопомех и помехоустойчивости. Антенны и испытательные площадки для измерения излучаемых помех. М.: Стандартинформ, 2015. 88 с.

8. Rohde&Schwarz. Antennas and Accessories Catalog 2014/2015. URL: https://cdn.rohde-schwarz.com/ ru/downloads\_45/common\_library\_45/brochures\_and\_d atasheets\_45/Antennas\_and\_Accessories\_Catalog.pdf (дата обращения 10.12.2018).

9. Rohde&Schwarz. Radiomonitoring&Radiolocation Catalog 2016. URL: https://cdn.rohde-schwarz.com/ru/ downloads\_45/common\_library\_45/brochures\_and\_datasheets\_45/Radiomonitoring\_and\_Radiolocation\_Catalog.pdf (дата обращения 10.12.2018).

10. Каталог ИРКОС 2017 г. Автоматизированные системы и технические средства. URL: http://www.ircos.ru/ zip/cat2017.pdf (дата обращения 10.12.2018).

11. Trainotti V., Figueroa G. Vertically Polarized Dipoles and Monopoles, Directivity, Effective Height and Antenna Factor // IEEE Transactions on Broadcasting. 2010. Vol. 56, № 3. P. 379–409. doi: 10.1109/TBC.2010.2050627

12. Wu D., Zhu G. The Study on Geometry-Specific Antenna Factor // 2009 3rd IEEE Intern. Symp. on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 27–29 Oct. 2009, Beijing, China. Piscataway: IEEE, 2009. P. 195–198. doi: 10.1109/MAPE.2009.5355720

13. D. Meng, L. Xiao and H. Y. Kong, Characterizing OMNI-Directional Antenna by Complex Normalized Effective Height Based on Broadband Calculable Antennas // 2018 Conf. on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018), Paris, France, 8–13 July 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 1–2. doi: 10.1109/CPEM.2018.8500934 14. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны: учеб. для студентов радиотехнических специальностей вузов. 2-е изд. М.: Энергия, 1975. 528 с.

15. Вычислительные методы в электродинамике / под ред. Р. Митра. М.: Мир, 1977.

Статья поступила в редакцию 10 декабря 2018 г.

*Балландович Святослав Владимирович* – кандидат технических наук (2015), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

E-mail: sssr2123@yandex.ru

Костиков Григорий Александрович – кандидат технических наук (2008), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 40 научных работ. Область научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

E-mail: gakostikov@gmail.com

**Любина Любовь Михайловна** – магистр по направлению "Радиотехника" (2017), ассистент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

E-mail: invers93@gmail.com

*Сугак Михаил Иванович* – кандидат технических наук (1987), доцент кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ. Область научных интересов – электродинамика и антенно-фидерные устройства.

E-mail: sugakmi@yandex.ru

#### REFERENCES

1. Naval Air Warfare Center Weapons Division. Electronic Warfare & Radar Systems Engineering Handbook. Morrisville, Lulu Com, 2013, 450 p.

2. Rembovsky A., Ashikhmin A., Kozmin V. *Radiomonitoring: zadachi, metody, sredstva* [Radiomonitoring: Tasks. Methods. Tools. 3rd ed.] Moscow, *Goryachaya liniya* – *Telekom*, 2012, pp.461. (in Russian)

3. Kukes I. S., Starik M. Y. *Osnovy Radiopelengatsii* [Principles of Radio Direction Finding]. Moscow, *Sovetskoe radio*, 1962. (in Russian)

4. Volkov K. O., Pasternak Yu. G., Razinkin K. A., Fedorov S. M. Analysis of Antenna Element Existing Structures for DF Arrays. Available at: https://cyberleninka.ru /article/n/analiz-suschestvuyuschih-konstruktsiy-

antennyh-elementov-pelengatornyh-reshetok (accessed: 10.12.2018) (in Russian).

5. Vinogradov A. D., Mihin A. Ju., Podshivalova G. V. Technique for Designing Equidistant Annular Antenna Arrays of Wide-Range Phase Sensitive Radio Direction Finders. Antennas. 2012, no. 4 (179), pp. 11–21. (in Russian).

6. Vinogradov A. D., Zibrov G. V., Len'shin A. V. Structures and Properties of Direction-Finding Circular Antenna Arrays with Antennas Directional Diagrams Odd Symmetry. Antennas. 2013, no. 5 (192), pp. 4–17. (in Russian)

7. GOST CISPR 16-1-4-2013. Electromagnetic Compatibility of Technical Equipment. Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods. Part 1–4. Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus. An-tennas and Test Sites for Radiated Disturbance Measurements. Moscow, *Standartin- form*, 2015, 88 p. (in Russian)

8. Rohde&Schwarz. Antennas and Accessories Catalog 2014/2015. Available at: https://cdn.rohdeschwarz.com/ru/downloads\_45/common\_library\_45/bro chures\_and\_datasheets\_45/Antennas\_and\_Accessories\_C atalog.pdf (accessed: 10 December 2018).

9. Rohde&Schwarz. Radiomonitoring&Radiolocation Catalog 2016. Available at: https://cdn.rohdeschwarz.com/ru/downloads\_45/common\_library\_45/bro chures\_and\_datasheets\_45/Radiomonitoring\_and\_Radiol ocation\_Catalog.pdf (accessed: 10 December 2018).

10. The Catalogue 2017 of IRCOS JSC products. Available at: http://www.ircos.ru/zip/cat2017en.pdf (accessed: 10 December 2018).

11. Trainotti V., Figueroa G. Vertically Polarized Dipoles and Monopoles, Directivity, Effective Height and Antenna Factor. IEEE Transactions on Broadcasting, 2010, vol. 56, no. 3, pp. 379-409. doi: 10.1109/TBC. 2010.2050627

12. Wu D., Zhu G. The Study on Geometry-Specific Antenna Factor. 2009 3rd IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 27-29 October 2009, Beijing, China. Piscataway: IEEE, 2009, pp. 195–198. doi: 10.1109/MAPE.2009.5355720

13. Meng D., Xiao L., Kong H. Y. Characterizing OMNI-Directional Antenna by Complex Normalized Effective Height Based on Broadband Calculable Antennas.

2018 Conf. on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018), Paris, 8–13 July 2018, Piscataway, IEEE, 2018, pp. 1–2. doi: 10.1109/CPEM.2018.8500934

14. Markov G. T., Sazonov D. M. Antennas. Moscow, Energiia, 1975, 528 p. (in Russian)

15. Computing Techniques for Electromagnetics. Ed. by R. Mittra. Oxford, Pergamon Press, 1973, 488 p.

Received December, 10, 2018

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

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

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

E-mail: invers93@gmail.com

*Mikhail I. Sugak* – Ph.D. in Engineering (1987), Associate Professor of the Department of Theoretical Basics of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 150 publications. Area of expertise: electrodynamics and antennas. E-mail: sugakmi@yandex.ru

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-30-40 УДК 621.396.663:51

#### М. Е. Шевченко, В. Н. Малышев

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия **Д. Н. Файзуллина** АО "НИИ Вектор"

Кантемировская ул., д. 10, Санкт-Петербург, 197342, Россия

## ПЕЛЕНГОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КРУГОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ<sup>1</sup>

Аннотация. Для широкополосного радиопеленгатора УКВ-диапазона разработаны и исследованы когерентный и некогерентный алгоритмы пеленгования при коммутируемом и некоммутируемом подключении антенной решетки (АР) к радиоприемному устройству в односигнальном и многосигнальном режимах пеленгования. Синтез выполнен на основе методов пространственно-временно́й теории радиосистем. Численным расчетом пеленгационной характеристики алгоритмов при различном числе элементов АР определена верхняя граничная частота рабочего диапазона, в котором при данной конфигурации обеспечиваются однозначные оценки азимута и угла места. Показано, что при нечетном числе антенн амплитудно-фазовое распределение АР является уникальным в более широкой полосе частот, чем при четном числе антенн. Благодаря этому свойству на основе метода MUSIC, примененного в пространстве элементов АР, разработан алгоритм пеленгования в широкой полосе частот при наличии нескольких сигналов, перекрывающихся по частоте, при коммутируемом и некоммутируемом подключении АР к радиоприемному устройству. Статистическим имитационным моделированием показано, что применение методов ESPRIT и MUSIC в пространстве диаграммы направленности АР не позволяет реализовать пеленгование в широкой полосе частот при фиксированной конфигурации антенной решетки. Приведены результаты натурных исследований разработанных алгоритмов в односигнальном и многосигнальном режимах работы, программно-аппаратно реализованных в радиопеленгаторе УКВ-диапазона. Выполнен сравнительный анализ разработанных алгоритмов с известными при фиксированной конфигурации АР. Показано, что при одной и той же конфигурации АР именно алгоритм пеленгования определяет диапазон частот, в котором обеспечивается однозначность пеленгования.

Ключевые слова: круговая коммутируемая и некоммутируемая антенная решетка, оценка азимута и угла места, MUSIC, ESPRIT, пространственная временная теория радиосистем, широкополосный радиопеленгатор

**Для цитирования:** Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Файзуллина Д. Н. Пеленгование источников радиоизлучения в широкой полосе частот с использованием круговой антенной решетки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 30–40. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-30-40

#### Maya E. Shevchenko, Victor N. Malyshev

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" 5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia **Dilara N. Fayzullina** JSC SRI "Vector" 10, Kantemirovskaya Str., 197342, St. Petersburg, Russia

### RADIO SOURCE DIRECTION FINDING IN WIDE FREQUENCY BAND USING CIRCULAR ANTENNA ARRAY

**Abstract.** For the VHF broadband direction finder, coherent and incoherent direction finding algorithms for switched and non-switched connection of the antenna array (AR) to receiving device in single-signal and multi-signal direction finding modes are developed and investigated.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Работа выполнена в рамках Федеральной целевой программы "Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы" (RFMEFI57817X0242).

Their synthesis is based on the methods of space-time theory of radio systems. Numerical calculation of the direction finding characteristics of the algorithms for different number of antenna array elements determines the operating range upper limiting frequency, in which this configuration provides single-value estimates of the azimuth and elevation angle. Statistical simulation modeling shows that for an odd number of antennas, the antenna array amplitudephase response is unique in a wider frequency band than for an even number of antennas. Due to this MUSIC based property applied in the space of antenna array elements, direction finding algorithm is developed for wide frequency band with several signals overlapping in frequency, with switched and non-switched AR connection to a radio receiver. It is shown that the use of ESPRIT and MUSIC methods in free-space diagram does not allow for direction finding in a wide frequency band with the antenna array fixed configuration. The results of the field studies of the developed algorithms are presented for the single-signal and multi-signal modes of operation, software and hardware implemented in the VHF radio direction finder. A comparative analysis of the developed algorithms with the known APs with fixed configuration is performed. It is shown that with the same AR configuration, it is the direction finding algorithm that determines the frequency range in which the direction finding is unique.

**Key words:** circular switched and non-switched antenna array, azimuth and elevation estimation, MUSIC, ESPRIT, time-space radio system theory, wide frequency band direction finder

**For citation:** Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Fayzullina D. N. Radio Source Direction Finding in Wide Frequency Band Using Circular Antenna Array. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 30–40. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-30-40 (In Russian)

Введение. Круговые многоэлементные антенные решетки (АР) активно применяются в различных системах радиопеленгации благодаря своей эргономичной форме, удобству размещения на объекте и способности обеспечивать равномерную точность пеленгования сигналов с различных направлений [1].

Конфигурация круговой АР позволяет реализовать многосигнальный режим пеленгования – оценивать направления прихода сигналов нескольких источников радиоизлучения (ИРИ), одновременно содержащихся в принятых данных и перекрывающихся по спектру.

При числе элементов  $M \ge 7$  круговая AP при использовании соответствующего алгоритма пеленгования обеспечивает в широкой полосе частот однозначность оценок направлений прихода сигналов: азимута  $\theta$  и угла места  $\beta$ . Примером является широкополосный радиопеленгатор фирмы "Роде и Шварц" [2]–[4].

Круговая АР применяется в коммутируемых и некоммутируемых схемах подключения к радиоприемному устройству (РПУ). Коммутируемая схема подключения позволяет использовать двухканальное РПУ вместо *М*-канального. Однако при использовании некоммутируемой АР, подключенной к *М*-канальному синхронному когерентному РПУ, кроме оценок азимута и угла места ИРИ можно выделить сами сигналы ИРИ, в том числе перекрывающиеся по спектру.

В течение нескольких лет авторы настоящей статьи участвовали в создании комплекса радиомониторинга УКВ-диапазона, для которого разрабатывали и исследовали алгоритмы совместного обнаружения и пеленгования по данным, принятым круговой АР.

Алгоритм совместного обнаружения и пеленгования при коммутируемой *М*-элементной AP описан в более ранней статье [5]. Цель настоящей статьи состоит в анализе разработанных другими авторами алгоритмов пеленгования при круговой AP и в синтезе широкополосных алгоритмов пеленгования на основе методов пространственновременной обработки при коммутируемом и некоммутируемом подключении AP при пеленговании одного или нескольких сигналов; а также в исследовании влияния числа антенн и способа подключения AP к РПУ на широкополосные свойства комплекса пеленгования.

Модель данных, принятых круговой АР. Фазовый отклик круговой АР на сигнал *i*-го ИРИ, приходящий с направления, описываемого угловыми координатами (УК): азимутом  $\theta_i$  и углом места  $\beta_i$ , представлен вектор-столбцом

$$\mathbf{a}(\theta_i, \beta_i) = \left\{ a_m(\theta_i, \beta_i) \right\}^{\mathrm{T}}, \ m = \overline{0, M-1},$$

где

$$a_m(\theta_i, \beta_i) = \exp\left[j\frac{2\pi r}{\lambda_i}\cos\beta_i\cos\left(\theta_i - \frac{2\pi m}{M}\right)\right],$$

причем  $\lambda_i$  – длина волны сигнала *i*-го ИРИ. Совокупность откликов АР на сигналы всех  $D_s$  ИРИ описывается матрицей [4], [6]

$$A(\mathbf{\theta}, \mathbf{\beta}) = \{ \mathbf{a}(\theta_i, \beta_i) \}, \quad \mathbf{\theta} = \{ \theta_i \}, \quad \mathbf{\beta} = \{ \beta_i \}, \quad i = \overline{1, D_s}.$$

31

Так как представляет интерес возможность пеленгования в широкой полосе частот, то наблюдаемыми данными целесообразно считать выборки из комплексных отсчетов спектра дискретизированных принятых процессов

$$(\mathbf{x}_m)_k = \{x_{mn}\}_k, \ k = \overline{1, K}, \ n = \overline{1, N},$$
 (1)

где

$$x_{mn} = \sum_{i=I_H+1}^{I_H+d} s_{in} \exp(j\varphi_{im}) \exp(j\gamma_m) + \xi_{mn}; \quad (2)$$

K – число сформированных в последовательные моменты времени выборок; N – размер выборки, *n*-й отсчет  $s_{in}$  которой содержит составляющие *i*-го сигнала  $s_i$  с фазовым сдвигом в *m*-й антенне

$$\varphi_{im} = (2\pi r/\lambda_n) \cos\beta_i \cos(\theta_i - 2\pi m/M);$$

H – общее число сигналов, обнаруженных до *n*-го отсчета;  $I_{H+i}$  – номер ИРИ, сигнал которого присутствует в данном частотном отсчете (сквозная нумерация во всей полосе); d – число сигналов, присутствующих в *n*-м отсчете.

Введенный в (2) множитель  $\exp(j\gamma_m)$  отражает возможность наличия некомпенсированного постоянного фазового сдвига в каналах РПУ относительно опорного  $\gamma_0 = 0$ . При коммутируемой АР используется двухканальное РПУ, один канал которого подключается к опорной антенне, а другой с помощью коммутатора к *m*-й антенне. Поэтому при коммутируемых каналах приема фазовый сдвиг  $\gamma_m = \gamma = \text{const.}$ 

При пеленговании в односигнальном режиме, когда в наблюдаемых данных присутствует сигнал одного ИРИ (d = 1), достаточно однократного наблюдения (K = 1). При d > 1 требуется несколько выборок, число которых определяется скоростью изменения передаваемой информации.

В [7] на основе критерия минимума среднеквадратической ошибки в предположении гауссовского шума из отношения правдоподобия получены оптимальные оценки азимута и угла места, которые для *n*-го отсчета имеют вид:

$$\widehat{\theta}_{n} = \arctan\left[\frac{\sum_{\substack{m=0\\M-1\\\sum\\m=0}}^{M-1} \widehat{\phi}_{mn_{K}} \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right)}{\sum_{m=0}^{M-1} \widehat{\phi}_{mn_{K}} \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right)}\right], \quad (3)$$

$$\hat{\beta}_{n} = \arccos\left\{\frac{\lambda}{\pi r} \left[ \left(\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M/1} \hat{\varphi}_{mn_{K}} \sin \frac{2\pi m}{M}\right)^{2} + \left(\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \hat{\varphi}_{mn_{K}} \cos \frac{2\pi m}{M}\right)^{2} \right]^{0.5} \right].$$

$$(4)$$

Оценка разности фаз, формируемая по *К* выборкам:

$$\widehat{\varphi}_{m_K} = \arg\left[\frac{1}{K}\sum_{k=1}^{K} \left(x_m x_0^*\right)_k\right]$$
(5)

является однозначной при выполнении условия  $r/\lambda < 0.25$ , что обусловлено однозначностью значения фазы (5) при  $\Delta_m < 0.5\lambda$ , где  $\Delta_m$  – расстояние между опорной и любой *m*-й антенной,  $m = \overline{1, M - 1}$ . При размещении антенн по кругу наибольшее расстояние между антеннами примерно равно диаметру, т. е.  $2r < 0.5\lambda$ .

Односигнальный режим. Алгоритм пеленгования, формирующий оценки согласно (3) и (5), является узкополосным, т. е. обеспечивает их однозначность при фиксированном радиусе AP для частот  $f \le 0.25c/r$  ( $c = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость света). Потенциальные точности оценок азимута при круговой AP для одного сигнала (в односигнальном режиме, K = 1) определяются следующим образом [7]:

$$\delta(\theta) \ge \frac{\lambda}{2\pi r \sqrt{q^2 M} \cos\beta} = \frac{c}{2\pi r f \sqrt{q^2 M} \cos\beta},$$
  
$$\delta(\cos\beta) \ge \left(\frac{\lambda}{2\pi r \sqrt{q^2 M}} \sqrt{1 - \frac{\lambda^2}{8\pi r^2 q^2 M \cos^2\beta}}\right),$$

где λ – длина волны сигнала ИРИ; q<sup>2</sup> – отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума.

Например, при M = 9 и r = 0.45 м верхняя частота  $f_{\rm B} = 166.6$  МГц. Значение нижней частоты  $f_{\rm H}$  определяется допустимой точностью пеленгования. Так при отношении "сигнал/шум" 20 дБ достигается точность пеленгования не хуже 5° при  $\beta = 0^{\circ}$  (окологоризонтные ИРИ) до частоты  $f_{\rm H} = 40$  МГц, а при пеленговании ИРИ, сигналы которых падают на АР под  $\beta = 45^{\circ}$ , значение нижней частоты  $f_{\rm H} = 57$  МГц. Поэтому можно считать, что АР упомянутой конфигурации совместно с алгоритмом (3) обеспечивает точность пеленгования не хуже 5° в рабочем диапазоне от 60 до 166 МГц.

Пространственный алгоритм. Теория синтеза алгоритмов пространственно-временной обработки подробно изложена в [8]. АР рассматривается как пространственный фильтр в системе координат с началом в центре АР, направляющими косинусами

$$u_x = \cos\theta\cos\beta; \ u_y = \sin\theta\cos\beta$$
 (6)

и пространственными частотами  $v_x = x/\lambda;$  $v_y = y/\lambda.$ 

Комплексная диаграмма направленности (ДН) двумерной плоской АР  $D(u_x, u_y)$  и ее двумерный спектр – функция амплитудно-фазового раскрыва (АФР) G(x, y) связаны между собой прямым и обратным двумерными преобразованиями Фурье [8]:

$$D(u_x, u_y) =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G(x, y) \exp\left[j2\pi\left(\frac{x}{\lambda}u_x + \frac{y}{\lambda}u_y\right)\right] dx \, dy; (7)$$

$$G(x, y) =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} D(u_x, u_y) \exp\left[-j2\pi\left(\frac{x}{\lambda}u_x + \frac{y}{\lambda}u_y\right)\right] du_x du_y.$$

АФР *М*-элементной круговой АР имеет дискретный характер и с учетом дополнительных фазовых сдвигов  $\gamma_m$  в каналах приема определяется как

$$G(x, y) = \delta\left(x - r\cos\frac{2\pi}{M}m, y - r\sin\frac{2\pi}{M}m\right) \times \Psi_m(\theta, \beta) \exp(j\gamma_m), \qquad (8)$$

где  $\Psi_m(\theta, \beta)$  – значение функции раскрыва в направлении  $\theta, \beta$ .

После подстановки (6), (8) в (7) и замены переменных получим:

$$D(\theta, \beta) = \sum_{m=0}^{M-1} \{ \Psi_m(\theta, \beta) \exp(j\gamma_m) \times \exp\left[j\frac{2\pi r}{\lambda} \cos\beta_i \cos\left(\theta_i - \frac{2\pi m}{M}\right)\right] \}.$$

Если ДН всех антенн идентичны и уровень принимаемого сигнала в них примерно одинаков, максимальное значение ДН  $D(\theta, \beta)$  в направлении полезного сигнала достигается при условии

$$\operatorname{Im}\left\{\Psi_{m}(\theta, \beta) \exp\left[j\frac{2\pi r}{\lambda} \cos\beta_{i} \cos\left(\theta_{i} - \frac{2\pi m}{M}\right)\right]\right\} = 0,$$

т. е. когда

$$\Psi_{m}(\theta, \beta) = \exp\left[-j\frac{2\pi r}{\lambda}\cos\beta_{i}\cos\left(\theta_{i}-\frac{2\pi m}{M}\right)\right] \times \exp\left(-j\gamma_{m}\right), \ m = \overline{0, M-1}.$$
(9)

Выражение (9) является характеристикой пространственного фазокорректирующего фильтра, обеспечивающего максимум ДН приема полезного сигнала.

Пеленгование с использованием пространственной характеристики фазокорректирующего фильтра сводится к численному поиску максимума

$$\widehat{\theta}_{i}, \ \widehat{\beta}_{i} = \arg \max_{\widehat{\theta}, \ \widehat{\beta}} \left\{ \operatorname{Re} \left[ \Psi \left( \widehat{\theta}, \ \widehat{\beta} \right) \mathbf{Y} \right] \right\}$$
(10)

фактического  $\mathbf{Y} = \{Y_m\}$  и ожидаемого  $\Psi(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \{\Psi_m(\hat{\theta}, \hat{\beta})\}$  амплитудно-фазовых распределений. При отсутствии антенны в центре АР фактическое АФР с выходов АР для каждого *n*-го частотного отсчета получается из нормированного взаимного спектра процессов в опорной и *m*-й антеннах:

$$Y_{mn} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K} \frac{\left(x_{mn} x_{0n}^{*}\right)_{k}}{\left|\left(x_{mn} x_{0n}^{*}\right)_{k}\right|}.$$
 (11)

Для каждого частотного отсчета пересчитанная характеристика пространственного фильтра относительно опорной антенны имеет вид

 $\tilde{G}_{mn}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = G_{mn}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \exp(-j\hat{\gamma}_m),$ 

где

$$G_{mn}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) =$$

$$= \exp\left\{-j\frac{2\pi r}{\lambda_n} \left[\cos\hat{\beta}\cos\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi m}{M}\right) - \cos\hat{\beta}\cos\hat{\theta}\right\}. (13)$$

Максимальное значение произведения  $\tilde{\mathbf{G}}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta})\mathbf{Y}_n$  достигается при  $\operatorname{Im}\left[\tilde{\mathbf{G}}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta})\mathbf{Y}_n\right] = 0$ , т. е. когда скомпенсированы все фазовые сдвиги в каналах приема:  $\hat{\gamma}_m = \gamma_m$ , а также  $\hat{\theta} = \theta$ ,  $\hat{\beta} = \beta$ .

Совместная оценка азимута и угла места находится из выражения

$$\hat{\theta}_n, \ \hat{\beta}_n = \arg\max_{\hat{\theta}, \ \hat{\beta}} \left\{ \operatorname{Re} \left[ \tilde{\mathbf{G}}_n(\hat{\theta}, \ \hat{\beta}) \mathbf{Y}_n \right] \right\}$$
(14)

и максимизирует вещественную часть произведения вектора оценок взаимного спектра  $\mathbf{Y}_n = \{Y_{mn}\}$  и ожидаемого АФР:

(12)

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

$$\mathbf{G}_n(\widehat{\boldsymbol{\theta}}, \widehat{\boldsymbol{\beta}}) = \{ G_{mn}(\widehat{\boldsymbol{\theta}}, \widehat{\boldsymbol{\beta}}) \}, \ m = 0, \ M - 1.$$

При коммутируемых каналах приема и двухканальном РПУ [5] фазовый сдвиг  $\gamma_m = \gamma = \text{const},$  $m = \overline{0, M - 1}$ . Если оценка  $\hat{\gamma}$  доступна, то при использовании двухканального РПУ можно использовать когерентный алгоритм (14). При трудностях оценивания  $\hat{\gamma}$  можно применять некогерентный алгоритм:

$$\widehat{\theta}_n, \ \widehat{\beta}_n = \arg \max_{\widehat{\theta}, \ \widehat{\beta}} |\mathbf{G}_n(\widehat{\theta}, \ \widehat{\beta}) \mathbf{Y}_n|.$$
(15)

Статистическое имитационное моделирование показало, что некогерентный алгоритм практически не проигрывает в точности выносимых оценок когерентному алгоритму, однако уступает в значении верхней частоты диапазона  $f_{\rm B}$ , в котором обеспечиваются однозначные оценки  $\hat{\theta}_n$ ,  $\hat{\beta}_n$ .

В (14) и (15) используются комплексные значения АФР без перехода непосредственно к фазе, измеряемой в радианах, поэтому алгоритм способен обеспечивать однозначность формирования оценок азимута и угла места при нарушении условия  $f \le 0.25c/r$  в некотором диапазоне частот  $f_{\rm H}...f_{\rm B}$  [9].

Пеленгационные характеристики (ПХ) для частот f > 0.25c/r имеют побочные максимумы. Для однозначности выносимых алгоритмом оценок требуется, чтобы значение главного максимума ПХ, соответствующего основному направлению прихода сигнала, было больше значения локальных максимумов.

Получить аналитические выражения для верхней частоты при фиксированных параметрах AP M и r с помощью математических преобразований ПХ когерентного  $P_{\rm K}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \operatorname{Re}\left[\tilde{\mathbf{G}}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta})\mathbf{Y}_n\right]$  и некогерентного  $P_{\rm HK}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \left\| \left[\tilde{\mathbf{G}}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta})\mathbf{Y}_n\right] \right\|$  алгоритмов практически невозможно.

Произведение  $\tilde{\mathbf{G}}_n(\hat{\mathbf{\theta}}, \hat{\mathbf{\beta}})\mathbf{Y}_n$  преобразуется к виду

$$\widetilde{\mathbf{G}}_{n}(\widehat{\boldsymbol{\theta}}, \widehat{\boldsymbol{\beta}})\mathbf{Y}_{n} =$$

$$= \sum_{m=1}^{M-1} \exp\left\{-j\frac{2\pi r}{\lambda_{n}}\left[\cos\widehat{\boldsymbol{\beta}}\cos\left(\widehat{\boldsymbol{\theta}}-\frac{2\pi m}{M}\right)-\cos\widehat{\boldsymbol{\beta}}\cos\widehat{\boldsymbol{\theta}}-\cos\left(\widehat{\boldsymbol{\theta}}_{n}-\frac{2\pi m}{M}\right)+\cos\beta_{n}\cos\theta_{n}\right]\right\} =$$

$$-\cos\beta_{n}\cos\left(\theta_{n}-\frac{2\pi m}{M}\right)+\cos\beta_{n}\cos\theta_{n}\left]\right\} =$$

$$\begin{split} &= \sum_{m=1}^{M-1} \exp\left(j\frac{2\pi r}{\lambda_n} \left\{ \sin\left(\frac{\theta_n - \hat{\theta} - \beta_n + \hat{\beta}}{2}\right) \times \right. \\ &\times \left[ 1 + \sin\left(\frac{\theta_n + \hat{\theta} - \beta_n - \hat{\beta}}{2} - \frac{2\pi m}{M}\right) \right] - \\ &- \sin\left(\frac{\theta_n - \hat{\theta} + \beta_n - \hat{\beta}}{2}\right) \times \\ &\times \left[ 1 + \sin\left(\frac{\theta_n + \hat{\theta} + \beta_n + \hat{\beta}}{2} - \frac{2\pi m}{M}\right) \right] \right\} \right]. \end{split}$$

Главный максимум достигается при  $\theta_n - \hat{\theta} = 0$ ,  $\beta_n - \hat{\beta} = 0$ . Определить значения остальных локальных максимумов ПХ  $P_{\rm K}(\hat{\theta}, \hat{\beta}), P_{\rm HK}(\hat{\theta}, \hat{\beta})$  как функций  $M, r/\lambda_n, \theta_n, \beta_n, \hat{\theta}, \hat{\beta}$  аналитически невозможно даже с помощью аппроксимации функциями Бесселя, как это сделано в [8] при анализе ДН круговой АР в азимутальной плоскости без учета угла места.

Математическое моделирование. Численный расчет позволяет эффективно и быстро провести анализ ПХ и определить граничные верхние частоты, при которых алгоритм выносит однозначные оценки.

Таким расчетом определены положения и значения главных максимумов для когерентного и некогерентного алгоритмов обнаружения:

$$P_{0\kappa}(\hat{\theta},\hat{\beta}) = \max \left\lfloor P_{\kappa}(\hat{\theta} = \theta + \Delta\theta, \ \hat{\beta} = \beta + \Delta\beta) \right\rfloor \approx M;$$
  
$$P_{0\kappa}(\hat{\theta},\hat{\beta}) = \max \left( P_{\kappa}(\hat{\theta} = \theta + \Delta\theta, \ \hat{\beta} = \beta + \Delta\beta) \right) \approx M$$

и *L* локальных максимумов  $P_{lk}(\hat{\theta}, \hat{\beta}), P_{lhk}(\hat{\theta}, \hat{\beta}), l = \overline{1, L}$ . Расчет произведен для круговой AP с фиксированным радиусом r = 0.45 м в диапазоне частот 500...2000 МГц при значениях азимута  $\theta \in 0...359^{\circ}$  и угла места  $\beta \in 0...85^{\circ}$  с шагом 1°. Среди локальных максимумов найдены наибольшие для когерентного

$$PL_{\mathbf{K}}(\widehat{\boldsymbol{\theta}},\ \widehat{\boldsymbol{\beta}}) = \max_{l=1,\ L} \left[ P_{l_{\mathbf{K}}}(\widehat{\boldsymbol{\theta}},\ \widehat{\boldsymbol{\beta}}) \right]$$

и некогерентного

$$PL_{\rm HK}\left(\hat{\theta}, \hat{\beta}\right) = \max_{l=[1, L]} \left[ P_{l\rm HK}\left(\hat{\theta}, \hat{\beta}\right) \right]$$

алгоритмов.

Определено превышение главным лепестком максимального бокового лепестка для этих же ал-горитмов:

$$P_{0\kappa}(\hat{\theta}, \hat{\beta})/PL_{\kappa}(\hat{\theta}, \hat{\beta}); P_{0\kappa}(\hat{\theta}, \hat{\beta})/PL_{\kappa}(\hat{\theta}, \hat{\beta})$$

при всех значениях азимута и угла места. Среди полученных значений выделены минимальные значения (отдельно для когерентного и некогерентного алгоритмов):

$$W_{\rm K}(f, M) =$$

$$= \min_{\substack{\theta \in 0...359^{\circ}; \beta \in 0...85^{\circ}}} \left[ P_{0\rm K}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) / PL_{\rm K}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \right];$$

$$W_{\rm HK}(f, M) =$$

$$= \min_{\substack{\theta \in 0...359^{\circ}; \beta \in 0...85^{\circ}}} \left[ P_{0\rm HK}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) / PL_{\rm YK}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \right],$$

характеризующие наиболее неблагоприятные ситуации для принятия решения об обнаружении ИРИ.

Вычисленные отношения при обоих алгоритмах имеют ступенчатую монотонно спадающую с ростом частоты зависимость. Такой же характер зависимости локальных максимумов боковых лепестков ЛН круговой АР был установлен в [10]. Аномальные оценки формируются, когда значение наибольшего локального максимума стремится к значению главного максимума:  $W_{\rm K}(f, M) \rightarrow$  1;  $W_{\rm HK}(f, M) \rightarrow$  1.

Статистическое моделирование алгоритмов показало, что значение  $W_0 = 1.2$  является верхним пределом, при котором еще не наблюдаются аномальные оценки азимута и угла места. Зададим это значение в качестве порога при определении верхней частоты диапазона устойчивого функционирования пеленгатора.

На рис. 1 представлены частотные зависимости когерентного  $W_{\rm K}(f)$  и некогерентного  $W_{\rm HK}(f)$  алгоритмов при r = 0.45 и M = 9. Из них следует, что значение верхней частоты при когерентном алгоритме выше, чем при некогерентном.

На рис. 2 приведены частотные зависимости когерентного  $W_{\rm K}(f)$ , а на рис. 3 – некогерентного  $W_{\rm HK}(f)$  алгоритмов для различных значений M при фиксированном радиусе АР r = 0.45 м. Из





них следует, что больши́е значения  $f_{\rm B}$  в обоих случаях обеспечиваются при нечетных значениях M.

В табл. 1 приведены значения граничных частот, определенные по порогу  $W_0 = 1.2$  для когерентного и некогерентного алгоритмов для АР при r = 0.45 м и M = 7...10.

При фиксированном значении M когерентный алгоритм обеспечивает большее или такое же (см. зависимости для M = 10) значение верхней частоты по сравнению с некогерентным. Необходимо также отметить, что ПХ когерентного алгоритма имеет меньше локальных максимумов, чем некогерентного, поскольку при некогерентном методе локальные максимумы формируются не только в точках совпадения фаз сигналов (как и при когерентном методе), но и при противоположных фазах (см. (15)), в которых в когерентном методе формируются локальные минимумы характеристики.

Таким образом, для расширения полосы частот, в которой обеспечиваются однозначные оценки направлений ИРИ при пеленговании, целесообразно применять когерентный алгоритм.

Способность алгоритма формировать достоверные оценки при нечетных значениях M в широкой полосе до  $f_{\rm B}$  свидетельствует об уникаль-

Таблица 1	1
-----------	---

	Число элементов АР			
Алгоритм	7	8	9	10
	Верхняя граничная частота, МГц			
Когерентный	1900	980	3000	1080
Некогерентный	890	550	1560	1080

ности фазового распределения элементов АР этой конфигурации в указанной полосе.

В [10] рассмотрено решение задачи поиска локальных максимумов ДН круговой АР в азимутальной плоскости без учета угла места в широкой полосе частот и определены значения отношений  $r/\lambda$  при фиксированном M методом прямого поиска и на основе анализа разложения ДН по функциям Бесселя. Верхние граничные частоты, установленные в [10] для M = 7...10, практически совпадают с частотами, определенными из рис. 2 для этого же значения порога. В [10] для M = 9 имеем отношение  $r/\lambda_{min} = 2.264$ , откуда при r = 0.45  $\lambda_{min} = 0.1987$  м, а  $f_{\rm B} = 1509$  МГц.

Результаты работ [10], [11] также свидетельствуют о том, что широкополосные свойства АР сильнее проявляются при нечетном числе элементов.

Натурный эксперимент. Для подтверждения полученных соотношений и результатов численных расчетов проведены натурные испытания алгоритма по тестовому сигналу генератора, принимаемому девятиэлементной коммутируемой AP с r = 0.45 м в полном секторе азимутальных углов  $\theta \in 0...359^{\circ}$ . Генератор располагался на расстоянии 30 м от AP. Параметр накопления K = 30. Для всех направлений принимаемого сигнала оценки были несмещенными и имели примерно одинаковую инструментальную точность пеленгования (табл. 2).

Также были оценены направления прихода сигналов вещательных станций УКВ-диапазона (табл. 3) и по карте установлено местоположение их ИРИ.

		Таблица 2			
Частотный диапазон, МГц					
3080	80300	3001300			
Среднеквадратическое отклонение,°					
2.6	1.8	0.8			

		Таблица		
Постото МГн	Азимут,°			
частота, Ivii ц	измеренный	истинный		
100.1	252	248		
102.0	194	190		
103.4	190	190		
104.8	194	190		
105.3	190	190		
105.9	189	190		
106.3	189	190		
107.8	198	202		

Многосигнальный режим. Если в одном частотном отсчете содержатся сигналы нескольких ИРИ (d > 1), то единственная оценка, выносимая алгоритмами (14) и (15), является недостоверной и не соответствует реальному ИРИ.

.....

Сигналы от различных ИРИ приходят с разных направлений, и уровни их спектральных составляющих не коррелированы между собой по времени. Поэтому для проверки гипотезы о наличии сигналов нескольких ИРИ в частотном отсчете и возможности дальнейшего оценивания их УК в частотной области требуется *K* значений частотного отсчета в разных антеннах в различное время.

При когерентном многоканальном приеме одновременно доступны значения комплексных отсчетов спектра со всех антенн. Начальная фаза колебаний сигнала в этих отсчетах одинакова, поэтому матрица наблюдений

$$X_{n} = \begin{bmatrix} (x_{0n})_{1} & \cdots & (x_{0n})_{K} \\ (x_{1n})_{1} & \cdots & (x_{1n})_{K} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ (x_{Mn})_{1} & \cdots & (x_{Mn})_{K} \end{bmatrix}$$
(16)

строится из самих комплексных отсчетов.

При коммутируемых каналах приема одновременно доступны значения частотных отсчетов опорного и коммутируемого каналов. Колебания сигнала имеют различные начальные фазы в разных парах опорного и коммутируемых каналов. Поэтому для устранения зависимости от значений начальной фазы сигналов в отсчетах матрица наблюдений

$$X_{n} = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ \frac{(x_{1n}x_{0n})_{1}}{(x_{0n}x_{0n})_{1}} & \cdots & \frac{(x_{1n}x_{0n})_{K}}{(x_{0n}x_{0n})_{K}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{(x_{Mn}x_{0n})_{1}}{(x_{0n}x_{0n})_{1}} & \cdots & \frac{(x_{Mn}x_{0n})_{K}}{(x_{0n}x_{0n})_{K}} \end{bmatrix}$$
(17)

строится из взаимных произведений отсчетов опорного и коммутируемых каналов, нормированных на мощность отсчета опорного канала:  $(x_m x_0^*)_k / (x_0 x_0^*)_k$ ,  $m = \overline{1, M}$ ,  $k = \overline{1, K}$ .

Методы оценивания УК множества ИРИ основаны на вычислении корреляционной матрицы наблюдаемых данных  $R_n = X_n X_n^H$  и ее разложении  $R_n = \mathbf{E} \operatorname{diag}(\mathbf{\Lambda}) \mathbf{E}^H$  по собственным векторам  $E = [\mathbf{E}_1, ..., \mathbf{E}_l, ..., \mathbf{E}_M], \quad \mathbf{E}_l = [\mathbf{E}_{1l}, ..., \mathbf{E}_{Ml}]^T,$  $l = \overline{1, M}$  и числам  $\Lambda = [\lambda_1, ..., \lambda_M],$
$\lambda_1 > ... > \lambda_{M-1} > \lambda_M$  (<sup>"н"</sup> и <sup>"т"</sup> – символы эрмитова сопряжения и транспонирования матриц соответственно). Корреляционные матрицы, вычисленные из матриц наблюдения (16) и (17), идентичны и не зависят от значения начальной фазы сигнала в каналах.

.....

Сингулярное разложение обеих матриц наблюдаемых данных  $X_n$  нецелесообразно из-за повышения вычислительных затрат.

Собственные числа  $\Lambda = [\lambda_1, ..., \lambda_M]$  сравниваются с заданным заранее порогом (определяется уровнем шума), *d* собственных чисел, превысивших порог, свидетельствуют о числе сигналов ИРИ, присутствующих в частотном отсчете. Собственные векторы  $E_s = [\mathbf{E}_1, ..., \mathbf{E}_d]$ , соответствующие *d* собственным числам, образуют сигнальное подпространство, оставшиеся векторы  $E_{\xi} = [\mathbf{E}_{1+d}, ..., \mathbf{E}_M]$  – шумовое.

Векторы сигнального подпространства  $E_s$  используются в ESPRIT-алгоритмах [12]. Однако круговая AP не обладает необходимой структурой инвариантности к сдвигу, которая требуется для оценки оператора поворота. Поэтому ESPRIT-подход не применим к синтезу алгоритма оценки УК нескольких ИРИ в пространстве элементов круговой AP.

Однако ESPRIT-подход применим и применен в пространстве формирования главного лепестка ДН круговой АР [13]–[15]. С помощью специальных преобразований выполняется перевод принятых данных из пространства элементов АР в пространство ДН круговой АР. Затем к преобразованным данным применяется метод ESPRIT.

Полученный алгоритм является узкополосным. Он применим для длины волны  $\lambda = 4\pi r/M$ , т. е. для частот  $f = Mc/(4\pi r)$ . Максимальное число разделяемых алгоритмом сигналов  $d_{\text{max}} = M/2 - 1$ .

Так при M = 9 и r = 0.45 м алгоритм способен сформировать оценки не более трех ИРИ на частоте 477 МГц. На этой частоте расстояние между соседними элементами, расположенными по кругу, не превышает  $0.5\lambda$ .

Векторы шумового подпространства  $E_{\xi}$  используются в методе MUSIC. Для применения MUSIC подходит любая конфигурация AP, но требуется знание ее отклика  $\mathbf{a}(\theta, \beta)$  во всей об-

ласти значений  $\theta \in 0...359^{\circ}$ ,  $\beta \in 0...85^{\circ}$ .

Для произвольной конфигурации AP мера, названная спектром MUSIC [12], определяется следующим образом:

$$P_{\text{MUSIC}}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \frac{\mathbf{a}^{\text{H}}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \mathbf{a}(\hat{\theta}, \hat{\beta})}{\mathbf{a}^{\text{H}}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) E_{\xi} E_{\xi}^{\text{H}} \mathbf{a}(\hat{\theta}, \hat{\beta})}.$$
 (18)

При отсутствии шума спектр (18) стремится к бесконечности при  $\hat{\theta} = \theta_i$ ,  $\hat{\beta} = \beta_i$ ,  $i = \overline{1, d}$ , так как векторы шумового подпространства ортогональны множеству АР  $A(\theta, \beta)$ , которое принадлежит сигнальному подпространству. Указанное свойство используется для получения совместных оценок  $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\beta}$ , создающих *d* наибольших максимумов (всплесков) в спектре (18).

В [13] также представлен алгоритм MUSIC в пространстве формирования главного лепестка ДН, однако в силу требований к согласованию радиуса АР с частотой принимаемого сигнала он является узкополосным.

Алгоритм пеленгования для круговой АР в многосигнальном режиме в широкой полосе частот предполагает выполнение следующих действий:

1. Формирование для каждого частотного отсчета матрицы наблюдений (16) или (1). Вычисление корреляционной матрицы  $R_n = X_n X_n^{H}$ .

2. Разложение  $R_n = \mathbf{E} \operatorname{diag}(\mathbf{\Lambda})\mathbf{E}^{\mathsf{H}}$  по собственным векторам  $E = [\mathbf{E}_1, ..., \mathbf{E}_M]$  и собственным числам  $\mathbf{\Lambda} = [\lambda_1, ..., \lambda_M]$ . Сравнение собственных чисел с порогом и оценка числа *d* сигналов ИРИ.

3. Выделение из собственных векторов E шумового подпространства  $E_{\xi} = [\mathbf{E}_{1+d}, ..., \mathbf{E}_M].$ 

4. Вычисление спектра MUSIC. При когерентном приеме он определяется по формуле

$$Q_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \frac{1}{\operatorname{Re}\left[\mathbf{G}_n^{\mathrm{H}}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) E_{\xi} E_{\xi}^{\mathrm{H}} \mathbf{G}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta})\right]}, \quad (19)$$

а при некогерентном приеме - как

$$Q_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) = \frac{1}{\left| \tilde{\mathbf{G}}_n^{\mathrm{H}}(\hat{\theta}, \hat{\beta}) E_{\xi} E_{\xi}^{\mathrm{H}} \tilde{\mathbf{G}}_n(\hat{\theta}, \hat{\beta}) \right|}.$$
 (20)

5. Фиксация *d* пар  $(\hat{\theta}_n, \hat{\beta}_n)$ , дающих наибольшие экстремумы функционалов (19) или (20):

$$(\hat{\theta}_n, \hat{\beta}_n)_1 \quad \cdots \quad (\hat{\theta}_n, \hat{\beta}_n)_d = \arg \max_{\hat{\theta}, \hat{\beta}} Q_n(\theta, \beta).$$

Зафиксированные оценки представляют собой искомые пеленги ИРИ.

АФР круговой *М*-элементной АР уникально для определенного диапазона частот, поэтому век-

Частота, МГц	θ,°				
	10	20	40		
	Число различаемых ИРИ				
100	-	3	6		
500	3	6	6		
1000	4	6	6		
2000	6	6	6		

Таблииа 4

торы сигнального подпространства также специфичны для каждого направления в этом диапазоне. Шумовое подпространство всегда ортогонально сигнальному. Поэтому при заданном *M* алгоритм MUSIC в пространстве элементов AP обеспечивает однозначность выносимых оценок в той же полосе частот, что и пространственный алгоритм пеленгования в односигнальном режиме.

Теоретически с помощью MUSIC можно сформировать оценки M-1 ИРИ. Шумовое подпространство при этом состоит только из одного вектора, и точность его оценки не достаточна для вынесения оценок с приемлемой точностью. В проведенном исследовании при M = 9 несмещенные оценки азимута и угла места формировались при наличии не более шести ИРИ в зависимости от частоты.

Качество одновременного пеленгования множества сигналов характеризуется их числом при заданной разрешающей способности. В табл. 4 приведено число ИРИ, разнесенных по азимуту на 10, 20 и 30°, которые разделены алгоритмом MUSIC для AP при M = 9 и r = 0.45 м на фиксированной частоте.

Работоспособность алгоритма проверена при обработке реальных записей сигналов. Для этого в полосе 105...106 МГц при реальном ИРИ с азимутом  $\theta_1 = 100^\circ$  был излучен сигнал с азимутального направления  $\theta_2 = 210^\circ$ . На рис. 4, *а* представлен накопленный амплитудный спектр в полосе частот 105...106 МГц. На рис. 4, *б* показана частотно-азимутальная панорама в односигнальном режиме, а на рис. 4, *в* – в многосигнальном режиме. В односигнальном режиме в каждом частотном отсчете сформирована только одна смещенная оценка азимута. В многосигнальном режиме в области перекрытия спектров сформированы две несмещенные оценки.

Так же исследовались алгоритмы MUSIC и ESPRIT в пространстве ДН (луча) AP, разработанные и представленные в [13]–[15]. Как показали исследования, выносимые ими оценки менее точны, обладают худшей разрешающей способностью даже в более узкой полосе частот. Единственным положительным достоинством ESPRIT



при круговой АР является возможность проведения одновременной пространственной фильтрации сигналов ИРИ совместно с их пеленгованием.

Заключение. Анализ известных и разработанных алгоритмов свидетельствует, что одна и та же конфигурация круговой АР может применяться в радиопеленгаторах совместно с различными алгоритмами пеленгования. При фиксированной конфигурации АР именно алгоритм пеленгования определяет диапазон частот, в котором обеспечиваются однозначные оценки азимута и угла места.

В табл. 5 и 6 для сравнения представлены основные свойства и область применения разработанных и известных алгоритмов для AP, состоящей из девяти элементов при r = 0.45 м в односигнальном и многосигнальном режимах.

Круговая АР с нечетным числом элементов обеспечивает большее значение верхней частоты,

Таблица 5

		,			
Односигнальный режим					
Алгоритм	Диапазон частот, МГц	Особенности применения			
(3), (4)	40166	Узкополосный пеленгатор при коммутируемой и некоммутируемой АР			
(10)–(13)	403000	Широкополосный когерентный пеленгатор при коммутируемой и некоммутируемой АР			
(11), (13), (14)	401560	Широкополосный некогерентный пеленгатор при коммутируемой АР и двухканальном РПУ			

Таблица б

Многосигнальный режим				
Апгоритм	Диапазон	Максимальное число	Особенности применения	
лыюрины	частот, МГц	разделяемых сигналов	Occoennoeth nphmenenns	
MUSIC в пространстве	403000	6	При коммутируемой и некоммутируемой АР	
элементов АР (14), (15)		÷		
MUSIC в пространстве ДН	40 477	5	При коммутируемой и некоммутируемой АР	
[8]	10177	5	riph kommyripyemen n nekommyripyemen ru	
ESPRIT в пространстве ДН			При коммутируемой и некоммутируемой АР. Не	
[8]	477	3	требует процедуры численного поиска. Возможность пространственной фильтрации сигналов	
			ИРИ совместно с их пеленгованием	

при которой гарантируется однозначность оценок азимута и угла места как при коммутируемом, так и при некоммутируемом подключении.

Многоканальный когерентный прием позволяет применить когерентный алгоритм пеленгования, который при нечетном числе антенн дополнительно способствует увеличению верхней частоты диапазона однозначных оценок азимута и угла места.

Многосигнальный режим пеленгования как при коммутируемой, так и при некоммутируемой АР целесообразно реализовывать по методу MUSIC в пространстве элементов АР.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Виноградов А. Д., Дмитриев И. С. Потенциальная точность многоканального пеленгатора с антенной решеткой из ненаправленных невзаимодействующих антенных элементов // Антенны. 2008. № 3(130). С. 60–63.

2. New Digital Direction finder 0.5 MHz to 3000 MHz // News from Rohde & Schwarz. 2002. № 174. P. 47–49.

3 R&S®DDF550 Wideband Direction Finder. URL: https://www.rohde-schwarz.com/ru/product/ddf550-productstartpage\_63493-11734.html (дата обращения 15.12.2018).

4. Classical And Modern Direction-Of-Arrival Estimation / ed. by T. E. Tuncer, B. Friedlander. New York: Elsevier Inc., 2009. 456 p.

5. Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Файзуллина Д. Н. Совместное обнаружение и пеленгование с использованием коммутируемой антенной решетки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. № 5. С. 33–39.

6. Foutz J., Spanias A., Banavar M. K. Narrowband Direction of Arrival Estimation for Antenna Arrays // Synthesis Lectures on Antennas. 2008. Vol. 8. P. 1–79. doi: 10.2200/S00118ED1V01Y200805ANT008

7. Проектирование фазовых автоматических радиопеленгаторов / А. С. Саидов, А. Р. Тагилаев, Н. М. Алиев, Г. К. Асланов. М.: Радио и связь, 1997. 160 с.

8. Коростелев А. А. Пространственно-временная теория радиосистем. М.: Радио и связь, 1987. 320 с.

9. Cheng J., Ohira T. ESPAR Antenna Signal Processing for DOA Estimation // Advances in Direction-of-Статья поступила в редакцию 18 октября 2018 г. Arrival Estimation / ed. by S. Chandran. Norwood: Artech House, 2006. P. 395–417.

10. Исследование характеристик широкополосных малоэлементных однокольцевых антенных решеток с использованием функций Бесселя / А. В. Ашихмин, А. Д. Виноградов, М. Г. Мазлов, Л. А. Минин // Антенны. 2006. № 8(111). С. 8–14.

11. Виноградов А. Д., Зибров Г. В., Леньшин А. В. Структуры и свойства пеленгаторных кольцевых антенных решеток с нечетной симметрией диаграмм направленности антенн // Антенны. 2013. № 5(192). С. 4–17.

12. Roy R., Kailath T. ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques // IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing. 1989. Vol. ASSP-37, № 7. P. 984–995. doi: 10.1109/29.32276

13. Mathews C. P., Zoltowski M. D. Eigenstructure Techniques for 2-D Angle Estimation with Uniform Circular Arrays // IEEE Trans. on Signal Processing. 1994. Vol. SP-42, № 9. P. 2395–2407. doi: 10.1109/78.317861

14 Mathews C. P., Zoltowski M. D. Performance Analysis of the UCA-ESPRIT Algorithm for Circular Ring Arrays // IEEE Trans. on Signal Processing. 1994. Vol. SP-42, № 9. P. 2536–2539. doi: 10.1109/78.317881

15 Ramos J., Mathews C. P., Zoltowski M. D. FCA-ESPRIT: a Closed-Form 2-D Angle Estimation Algorithm for Filled Circular Arrays with Arbitrary Sampling Lattices // IEEE trans. on Signal Processing. 1999. Vol. SP-47, № 1. P. 213–217. doi: 10.1109/78.738255 Шевченко Майя Евгеньевна – кандидат технических наук (1997), доцент (2002) кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 50 научных работ. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов; обнаружение, оценивание и пеленгование сигналов, радиомониторинг; цифровая обработка сигналов. E-mail: m e shevchenko@mail.ru

Малышев Виктор Николаевич – доктор технических наук (2000), профессор (2004), декан факультета Радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – численные методы, СВЧ-техника, антенны, информационные сети, информационная безопасность. E-mail: vm@eltech.ru

**Файзуллина Дилара Наилевна** – магистр (2013) по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи", инженер АО "НИИ Вектор". Автор 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов; цифровая обработка сигналов; обнаружение и пеленгование сигналов. E-mail: dilara89@yandex.ru

### REFERENCES

1. Vinogradov A. D., Dmitriev I. S. Potential Accuracy of Multi-Channel Direction Finder with Antenna Array of Non-Directional Non-Interacting Antenna Elements. Antennas. 2008, no. 3 (130), pp. 60-63. (In Ruissian)

2. New Digital Direction finder 0.5 MHz to 3000 MHz. News from Rohde & Schwarz. 2002, no. 174, pp. 47–49.

3. R&S®DDF550 Wideband Direction Finder. Available at: https://www.rohde-schwarz.com/ru/product/ddf550 -productstartpage\_63493-11734.html (accessed 15.12.2018).

4. Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation; ed. by T. E. Tuncer, B. Friedlander. New York, Elsevier Inc., 2009, 456 p.

5. Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Faizullina D. N. Joint Detection and Direction Finding Using Switched Antenna Array. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2015, no. 5, pp. 33–39. (In Ruissian)

6. Foutz J., Spanias A., Banavar M. K. Narrowband Direction of Arrival Estimation for Antenna Arrays. Synthesis Lectures on Antennas. 2008, vol. 8, pp. 1–79. doi: 10.2200/S00118ED1V01Y200805ANT008

7. Saidov A. S., Tagilaev A. R., Aliev N. M., Aslanov G. K. *Proektirovanie fazovykh avtomaticheskikh radiopelengatorov* [Phase Automatic Direction Finder Design]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1997, 160 p. (In Ruissian)

8. Korostelev A. A. *Prostranstvenno-vremennaya teoriya radiosistem* [Spatio-temporal Theory of Radio Systems]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1987. 320 p. (In Russian)

9. Cheng J., Ohira T. ESPAR Antenna Signal Processing for DOA Estimation. Advances in Direction-ofArrival Estimation; ed. by S. Chandran. Norwood: Artech House, 2006, pp. 395–417.

10. Ashikhmin A. V., Vinogradov A. D., Mazlov M. G., Minin L. A. Investigation of Broadband Low-Element Single-Ring Antenna Array Characteristics Using Bessel Functions. Antennas. 2006, vol. 8 (111), pp. 8–14. (In Ruissian)

11. Vinogradov A. D., Zibrov G. V., Len'shin A. V. Structures and Properties of Direction-Finding Ring Antenna Arrays With Odd Symmetry of Antenna Patterns. Antennas. 2013, vol. 5 (192), pp. 4–17. (In Ruissian)

12. Roy R., Kailath T. ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques. IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, 1989, vol. ASSP-37, no. 7, pp. 984–995. doi: 10.1109/29.32276

13. Mathews C. P., Zoltowski M. D. Eigenstructure Techniques for 2-D Angle Estimation with Uniform Circular Arrays. IEEE Trans. on Signal Processing. 1994, vol. SP-42, no. 9, pp. 2395–2407. doi:10.1109/78.317861

14. Mathews C. P., Zoltowski M. D. Performance Analysis of the UCA-ESPRIT Algorithm for Circular Ring Arrays. IEEE Trans. on Signal Processing. 1994, vol. SP-42, no. 9, pp. 2536–2539. doi: 10.1109/78.317881

15. Ramos J., Mathews C. P., Zoltowski M. D. FCA-ESPRIT: a Closed-Form 2-D Angle Estimation Algorithm for Filled Circular Arrays with Arbitrary Sampling Lattices. IEEE trans. on Signal Processing. 1999, vol. SP-47, no. 1, pp. 213–217. doi: 10.1109/78.738255

Received 18 October 2018

*Maya E. Shevchenko* – Ph.D. in Engineering (1997), Associate Professor (2002) of the Department of Radio Electronics Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University"LETI". The author of 50 scientific publications. Area of expertise: radio signals reserving and processing; frequency radio monitoring; digital signal processing. E-mail: m\_e\_shevchenko@mail.ru

*Victor N. Malyshev* – D.Sc. in engineering (2000), Professor (2004), the Dean of faculty of Radio Equipment and Telecommunications of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of mors than 100 scientific publications. Area of expertise: numerical methods; microwave engineering; antennas; information networks; information security. E-mail: vm@ eltech.ru.

**Dilara N. Fayzullina** – Master of Science in Information Technologies and Communication Systems (2013), the engineer of JSC «SRI "Vector"» (Saint Petersburg). The author of 10 scientific publications. Area of expertise: radio signals reserving and processing; digital signal processing; signal detection and finding. E-mail: dilara89@yandex.ru

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-41-53 УДК 621.372.543.2

> **Р. Е. Семерня, С. Л. Чернышев, А. Р. Виленский, Э. О. Можаров** Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1, Москва, 105005, Россия

# РАЗРАБОТКА ТОПОЛОГИИ КОМПАКТНЫХ КВАЗИЭЛЛИПТИЧЕСКИХ ПОЛОСОВЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Аннотация. Микроволновые фильтры являются неотъемлемым базовым элементом генераторов, синтезаторов частот, приемо-передающих модулей антенных систем с электрическим сканированием. Актуальной задачей остается разработка миниатюрных и технологичных микроволновых фильтров с повышенными требованиями к форме амплитудно-частотной характеристики, а также поиск новых методов для их анализа и расчета. Реализация алгоритмов для трехмерного расчета требует значительных временных ресурсов и представляет достаточно сложную задачу.

Цель работы заключается в разработке упрощенного алгоритма анализа коэффициентов связи между микрополосковыми резонаторами и создании на его основе топологий полосовых квазиэллиптических фильтров шестого порядка с относительной полосой пропускания 10 % для X- и L-диапазонов частот.

С помощью рекурсивного метода проводится расчет матрицы коэффициентов связи, а также выбор наиболее компактной и удобной для физической реализации топологии связей. Предложен метод анализа и расчета собственных частот связанных микрополосковых резонаторов. Метод основан на численном решении электродинамической задачи. С помощью представленного алгоритма исследуются особенности поведения модуля и знака коэффициента связи для базовых структур из связанных микрополосковых резонаторов с четырьмя различными взаимными расположениями. На основе проведенных исследований строятся топологии квазиэллиптических фильтров для дальнейшей оптимизации в пакете электродинамического моделирования Ansys HFSS.

В результате проведенных расчетов были изготовлены макеты квазиэллиптических микрополосковых полосовых фильтров и измерены частотные характеристики их S-параметров. Результаты экспериментальных исследований показывают, что достигнуты заданные положения нулей затухания, а также требуемые уровни режекции.

Ключевые слова: квазиэллиптический полосовой фильтр, связанные микрополосковые линии, матрица связи, перекрестные связи, электродинамическое моделирование, метод моментов в спектральной области, собственные частоты

**Для цитирования:** Разработка топологии компактных квазиэллиптических полосовых микрополосковых фильтров / Р. Е. Семерня, С. Л. Чернышев, А. Р. Виленский, Э. О. Можаров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 41–53. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-41-53

### Roman E. Semernya, Sergey L. Chernyshev, Artem R. Vilenskiy, Eduard O. Mozharov

Bauman Moscow State Technical University 5, 2nd Baumanskaya Str., 105005, Moscow, Russia

## DESIGN OF COMPACT BANDPASS QUASI-ELLIPTIC MICROSTRIP FILTERS

**Abstract.** This paper considers an algorithm for development of the sixth order compact microstrip bandpass filters with quasi-elliptic characteristics. The proposed technique is applied for synthesis of two filters for the L- and X-band. The recursive computational approach is employed to obtain the coupling matrix with simple topological implementation. Next, the full-wave transmission line analysis based on spectral-domain method of moments is applied for calculation of coupled microstrip resonator eigen frequencies. This approach is then used to compute magnitude and sign of the coupling coefficient for basic coupled resonator configurations. Finally, two quasi-elliptic filter topologies are synthesized and structure optimization in Ansys HFSS is performed. As a result, prototypes of the developed microstrip filters are manufactured and measured.

#### Электродинамика, микроволновая техника, антенны

**Key words:** quasi-elliptic band-pass filter, coupled microstrip lines, coupling matrix, cross-coupling, electromagnetic modeling, the method of moments in the spectral region, eigen frequencies

**For citation:** Semernya R. E., Chernyshev S. L., Vilenskiy A. R., Mozharov E. O. Design of Compact Bandpass Quasi-Elliptic Microstrip Filters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 41–53. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-41-53 (In Russian)

Введение. Ввиду быстрого развития радиоэлектронных систем навигации, связи и телеметрии гражданского и специального назначения разрешенных для работы частотных диапазонов становится все меньше, а требования по электромагнитной совместимости систем ужесточаются. Одним из способов уменьшить паразитное взаимовлияние двух радиоэлектронных систем является развязка их по частоте. Такую функцию выполняют частотно-селективные устройства – микроволновые фильтры.

Будучи неотъемлемым базовым элементом таких устройств, как генераторы, синтезаторы частот, а также приемо-передающие модули антенных систем с электрическим сканированием, микроволновые фильтры могут присутствовать в аналоговой части радиоэлектронных комплексов в больших количествах, зачастую оказывая значительное влияние на общие электрические, массогабаритные, а также стоимостные параметры системы. Приведенный факт обусловливает актуальность разработки миниатюрных и технологичных микроволновых фильтров с повышенными требованиями к форме амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), а также поиска новых методов для их анализа и расчета.

Ввиду широкого распространения и развитости технологии производства СВЧ печатных плат большой интерес представляет реализация полосовых фильтров на микрополосковых линиях (МПЛ). Известно, что классические реализации микрополосковых полосовых фильтров Чебышева не обеспечивают заданных высоких требований к форме АЧХ в полосе заграждения и обычно требуют большого числа реактивных звеньев для формирования требуемой крутизны спада коэффициента передачи, что неминуемо ведет к повышению уровня вносимых потерь в полосе пропускания фильтра [1]-[3]. Поэтому для улучшения частотно-избирательных свойств в заданной полосе частот при минимизации потерь в полосе пропускания применяют полосовые квазиэллиптические фильтры (КЭФ).

Известно [1]–[5], что полосовые КЭФ обладают более высокими частотно-селективными свойствами по сравнению с фильтрами Чебышева того же порядка в заданной полосе частот за счет наличия полюсов затухания и. как следствие. пульсаций коэффициента передачи в полосе заграждения фильтра. На рис. 1 показано сравнение АЧХ фильтров шестого порядка: пунктирная линия – фильтр Чебышева; сплошная – КЭФ для Х-диапазона; штрих-пунктирная – КЭФ для L-диапазона. Для двух КЭФ с одинаковой шириной относительной полосы пропускания в 10 % и разным положением полюсов затухания можно получать существенно разные формы АЧХ, с разным уровнем подавления и крутизной спада коэффициента передачи, что является существенным преимуществом КЭФ перед фильтрами Чебышева, позволяя более гибко настраивать формы АЧХ. Регулировка уровней заграждения фильтра, которые показаны сплошными прямоугольниками на рис. 1, в разных полосах частот происходит за счет изменения положений и количества полюсов затухания, что зачастую позволяет выполнить требования технического задания при минимальном числе реактивных звеньев полосового фильтра [1]. уменьшая тем самым уровень вносимых потерь.

Однако по сравнению с классическими фильтрами Чебышева, разработка КЭФ значительно более трудоемка ввиду необходимости расчета не только "прямых", но и "перекрестных" (в зарубежной литературе – "cross couplings") коэффициентов связи, отвечающих за появление полюсов затухания [1], [2]. В таком случае использование оптимизационных подходов [5] для поиска коэффициентов связи становится неэффективным из-



за большого числа параметров оптимизации, а также множества локальных минимумов целевой функции. Поэтому при разработке КЭФ целесообразно использовать алгоритмы синтеза, основанные на рекурсивных методах, позволяющих синтезировать матрицы связи полосового фильтра для требуемого вида АЧХ за N итераций синтеза, где Nпорядок фильтра. Такой подход позволяет в замкнутой форме обобщить и алгоритмизировать поиск и анализ структурной схемы связей полосового КЭФ.

Разработка микрополосковых КЭФ только средствами коммерческих пакетов электродинамического моделирования требует сравнительно длительного времени расчета, особенно при проведении многопараметрической оптимизации. В связи с этим большой интерес представляет проектирование микрополосковых КЭФ на основе специально разработанных методик, совмещающих в себе электродинамический анализ и схемотехнический подход. Точность выходных характеристик такого метода, конечно, несколько ниже в сравнении с использованием трехмерного электродинамического анализа, однако ошибки расчета обычно можно легко скомпенсировать внедрением в топологию фильтра элементов подстройки. При этом известно, что настройка коэффициентов связи между микрополосковыми резонаторами, например с помощью коррекции зазоров между МПЛ, гораздо более сложна, трудоемка и нетехнологична, чем настройка собственных частот резонаторов. Поэтому при разработке алгоритмов расчета геометрии стоит уделять повышенное внимание точности оценки модулей и знаков коэффициентов связи.

Следует отметить, что в настоящее время разработке полосовых КЭФ на МПЛ, а также методам расчета и анализа коэффициентов связи между микрополосковыми резонаторами посвящен целый ряд работ. Так, в [6]-[8] представлены топологии КЭФ на резонаторах с несколькими скачками волнового сопротивления вдоль длины резонатора. Такие структуры позволяют регулировать частотное положение полюсов затухания фильтра за счет изменения соотношения магнитной и электрической связи, сохраняя параллельное взаимное расположение резонаторов, что приводит к уменьшению общих габаритов фильтра. Однако организация большого числа перекрестных связей при параллельном взаимном расположении резонаторов затруднительна, поэтому приведенные конструкции при высоком порядке фильтров не позволяют получать большое число полюсов затухания, что ограничивает их частотно-селективные свойства.

При рассмотрении методик расчета коэффициентов связи между микрополосковыми резонаторами следует отметить [9]-[11]. Данные исследования посвящены разработке численных алгоритмов трехмерного электродинамического анализа микрополосковых резонансных структур проекционными методами. К несомненным достоинствам указанных методов можно отнести относительно высокую точность расчета геометрических параметров топологии, связанную с учетом особенностей поведения электромагнитного поля в областях неоднородностей формирующих линий передачи. Однако реализация алгоритмов для трехмерного расчета требует значительных временных ресурсов и представляет достаточно сложную задачу.

Цель работы. Разработка упрощенного алгоритма анализа коэффициентов связи между микрополосковыми резонаторами и создании на его основе топологий полосовых КЭФ шестого порядка с относительной полосой пропускания 10 % для X- и L-диапазонов частот (далее КЭФ-Х и КЭФ-L). Требования к полосе заграждения обоих фильтров схематично указаны на рис. 1. В дальнейшем будет показано, что для удовлетворения заданных требований к частотно-селективным свойствам целесообразно использовать фильтры шестого порядка с четырьмя полюсами затухания, расположенными симметрично относительно центральной частоты (рис. 1, АЧХ типа 6п4н).

Анализ матрицы связи и структуры КЭФ. В соответствии с рекурсивной методикой, описанной в [1], [2], с помощью синтеза полиномов N-го порядка для числителя и знаменателя элементов матрицы рассеяния КЭФ можно получить матрицу коэффициентов связи M, и, как следствие, схему связей фильтра, общий вид которых для КЭФ порядка N представлен на рис. 2, a и бсоответственно.

На рис. 2,  $\delta$  сплошными линиями показаны главные связи, а штриховыми – перекрестные. В качестве элементов главной диагонали матрицы связи выступают частотно независимые импедансы расстройки *jB*, позволяющие реализовывать АЧХ произвольной формы (в том числе и асимметричную). Из анализа матрицы связи и структурной схемы, показанных на рис. 2, видно, что в общем случае результатом синтеза становится фильтр, который содержит большое количество перекрестных связей (все резонаторы связаны со



*Puc. 2* 

всеми). Поэтому для упрощения физической реализации КЭФ требуется преобразовать матрицу до так называемой свернутой формы, в которой минимизируется общее число перекрестных связей. Для этого к матрице связи r раз применяют оператор поворота R, который не изменяет собственные значения матрицы, однако при правильных подборах углов вращения позволяет обнулять часть элементов матрицы M. Преобразование выглядит следующим образом [2]:

$$M'_r = R_r M_{r-1} R_r^{\mathrm{T}}.$$

Как уже было сказано, целью исследования служит разработка двух КЭФ на МПЛ со специальными формами АЧХ типа 6п4н. Положения полюсов затухания представим в виде отстройки от центральной частоты  $f_0$ . Для обеспечения требуемых частотно селективных свойств для КЭФ-L положения полюсов затухания заданы как  $f_1=f_0(1+0.09)$ ;  $f_2 = f_0(1-0.09)$ ;  $f_3 = f_0(1+0.15)$ и  $f_4=f_0(1-0.15)$ , а для КЭФ-Х –  $f_1 = f_0(1+0.065)$ ;  $f_2=f_0(1-0.065)$ ;  $f_3=f_0(1+0.08)$ ;  $f_4=f_0(1-0.08)$ , где  $f_i$  – частота *i*-го полюса в ГГц.

Пользуясь рекурсивной методикой синтеза, описанной в [1], [2], были получены свернутые формы матриц коэффициентов связи для КЭФ-Х и КЭФ-L. Ввиду того, что синтезируемые фильтры взаимные, матрицы коэффициентов связи – симметричны (элементы ниже главной диагонали не приводятся):

$$\begin{pmatrix} 0 & 0.081 & 0 & 0 & 0 & 0.0126 \\ 0 & 0.047 & 0 & -0.043 & 0 \\ & 0 & 0.086 & 0 & 0 \\ & & 0 & 0.047 & 0 \\ & & & 0 & 0.081 \\ & & & & 0 \end{pmatrix}_{\rm X} ;$$



Анализ полученных матриц связи КЭФ показывает, что для реализации фильтра шестого порядка с симметричной АЧХ типа 6п4н требуется реализовать две перекрестные связи с противоположными знаками (связь электрического и магнитного типов), структурная схема связей приводится на рис. 3.



Все диагональные элементы матрицы связи равны нулю, что говорит об одинаковой собственной частоте всех резонаторов в уединенном положении (несвязанные резонаторы). Также следует отметить тот факт, что полученные матрицы связи состоят из шести коэффициентов связи с положительным знаком (связь магнитного или смешанного типа) и только одного – с отрицательным (связь электрического типа), что, как будет показано дальше, позволяет упростить физическую реализацию данной структурной схемы связей.

Схемотехнический анализ моделей связанных резонаторов. Процедура построения топологий полосовых фильтров, реализующих полученную ранее структуру матрицы коэффициентов связи, непосредственно связана с анализом упрощенных моделей связанных резонаторов. Упрощение заключается в том, что в подавляюшем большинстве случаев для описания структуры связей в микроволновых фильтрах достаточно рассмотреть попарно связи всех резонаторов для вариантов взаимного расположения, показанных на рис. 4: исследуемые базовые элементы полосового КЭФ с перекрестными связями, реализующие разные типы электромагнитной связи (а – электрическая,  $\delta$  – магнитная,  $\epsilon$  – смешанная,  $\epsilon$  – электрическая) за счет емкости торцов резонаторов. Представлены наиболее компактные варианты взаимного расположения связанных распределенных резонаторов, тип связи которых может быть приближенно определен с использованием методики, описанной в [5]. Связь между резонаторами в базовых блоках КЭФ, приведенных на рисунке, осуществляется либо за счет обмена энергии между связанными отрезками линий (рис. 4, *а-в*), либо за счет торцевой емкости между краями резонаторов (рис. 4, г).

Следует отметить, что типы связи для базовых элементов, показанные на рис. 4, *а* и *б*, сильно зависят от погонных характеристик связанных линий и нагруженных шлейфов ( $Z_{\text{чет}}, Z_{\text{неч}}$  и  $Z_{\text{шл}}$ ), а также от соотношения электрических длин связанной области ( $\theta_{\text{чет}}, \theta_{\text{неч}}$ ) и нагруженных шлейфов ( $U_{\text{шл}}$ ), суммарная электрическая длина которых равна 90°. Как будет показано далее, знак коэффициента связи для схем рис. 4, *а* и *б* при определенных геометрических параметрах линий может отличаться от номинального названия схемы, однако для большинства геометрических соотношений тип доминирующей связи совпадает с названием схем.

Отдельно следует отметить базовый элемент, приведенный на рис. 4, в. Данное взаимное расположение связанных четвертьволновых резонаторов широко используется в построении классических фильтров со встречно-стержневой конструкцией. В дальнейшем будет показано, что структура данного вида обладает самыми большими коэффициентами связи ввиду сложения коэффициентов связи магнитного и электрического типов, что может быть полезно для реализации фильтров с широкой относительной полосой пропускания (до 25 % [3], [4]) или для реализации входных коэффициентов связи полосовых КЭФ.

Известно, что модуль коэффициента связи произвольно расположенных синхронно настроенных резонаторов можно определить через собственные частоты связанной колебательной системы из соотношения [3]

$$|m| = \frac{f_{p_2}^2 - f_{p_1}^2}{f_{p_2}^2 + f_{p_1}^2}$$

где  $f_{p_1}$  и  $f_{p_2}$  – нижняя и верхняя собственные частоты колебательной системы из двух связанных синхронно настроенных резонаторов.

Пользуясь условием резонанса, поиск собственных частот колебательной системы в приближении теории длинных линий можно свести к нахождению нулей мнимой составляющей адмиттанса в любом сечении колебательной системы  $Im(Y_{BX}) = 0$ . В качестве такого сечения можно, например, выбрать один из входов восьмиполюсника, нагруженного с трех выходов соответствующими идеальными отражателями (холостой ход (XX) или короткое замыкание (K3)). Так, на рис. 5 показана эквивалентная схема связанных резонаторов для определения входного адмиттанса  $Y_{BX}$ для случая, представленного на рис. 4, *б*.





Для определения  $Y_{\rm BX}$  можно воспользоваться методом объединения *S*-матриц шлейфов  $S_{\rm шл}$  и связанных отрезков линий  $S_{\rm CB}$ . Последовательно нагружая полученный восьмиполюсник справа на короткое замыкание (КЗ), а слева – на холостой ход (ХХ) и уменьшая тем самым порядок многополюсника до единицы, получаем коэффициент отражения  $\Gamma_{\rm BX}$ , с помощью которого можно определить  $Y_{\rm BX}$  по известной формуле

$$Y_{\rm BX} = Y_0 \left( \frac{1 - \Gamma_{\rm BX}}{1 + \Gamma_{\rm BX}} \right),$$

где *Y*<sub>0</sub> – входная проводимость, к которой нормируются элементы матриц рассеяния.

Далее поиск нулей осуществляется в соответствии с одним из удобных методов, например с методом касательных. Для повышения точности расчета концевые нагрузки резонаторов, представленные ранее в виде идеального XX или K3, могут быть заменены на комплексные сопротивления соответствующих типов неоднородностей МПЛ [12].

Следует отметить, что проведенные на данном этапе расчеты определяют искомый коэффициент связи как некоторую функцию от электрических параметров эквивалентной схемы, показанной на рис. 5:

$$m = f\left(Z_{\text{чет}}, Z_{\text{неч}}, Z_{\text{шл}}, \theta_{\text{чет}}, \theta_{\text{неч}}, \theta_{\text{шл}}\right).$$
(5)

Один из ключевых элементов в эквивалентных схемах, показанных на рис. 4, *а*–*в*, – область связанных линий, которая в общем случае представляет собой симметричный восьмиполюсник. В соответствии с методом зеркальных изображений элементы матрицы рассеяния связанных линий выражаются через электрические параметры четырехполюсников, соответствующих четному и нечетному типам возбуждения исходного симметричного восьмиполюсника, по следующим формулам [12]:

$$S_{\mathrm{CB}} \!=\! \! \begin{bmatrix} X_{\mathrm{uet}} \!+\! X_{\mathrm{heu}} & Y_{\mathrm{uet}} \!+\! Y_{\mathrm{heu}} & X_{\mathrm{uet}} \!-\! X_{\mathrm{heu}} & Y_{\mathrm{uet}} \!-\! Y_{\mathrm{heu}} \\ & X_{\mathrm{uet}} \!+\! X_{\mathrm{heu}} & Y_{\mathrm{uet}} \!-\! Y_{\mathrm{heu}} & X_{\mathrm{uet}} \!-\! X_{\mathrm{heu}} \\ & & X_{\mathrm{uet}} \!+\! X_{\mathrm{heu}} & Y_{\mathrm{uet}} \!+\! Y_{\mathrm{heu}} \\ & & & X_{\mathrm{uet}} \!+\! X_{\mathrm{heu}} & Y_{\mathrm{uet}} \!+\! Y_{\mathrm{heu}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{split} X_{\text{qet}}(f) &= \left(Z_{\text{qet}}^2 - Z_0^2\right) \sinh(j\beta_{\text{qet}}L_{\text{CB}}) / 2D_{\text{qet}}(f); \\ X_{\text{Heq}}(f) &= \left(Z_{\text{Heq}}^2 - Z_0^2\right) \sinh(j\beta_{\text{Heq}}L_{\text{CB}}) / 2D_{\text{Heq}}(f); \\ Y_{\text{qet}}(f) &= Z_{\text{qet}}Z_0 / 2D_{\text{qet}}(f); \\ Y_{\text{Heq}}(f) &= Z_{\text{Heq}}Z_0 / 2D_{\text{Heq}}(f); \\ D_{\text{qet}}(f) &= 2Z_{\text{qet}}Z_0 \cosh(j\beta_{\text{qet}}L_{\text{CB}}); \\ D_{\text{Heq}}(f) &= 2Z_{\text{Heq}}Z_0 \cosh(j\beta_{\text{Heq}}L_{\text{CB}}), \end{split}$$

где  $\beta_{\text{чет}}$ ,  $\beta_{\text{неч}}$  – постоянные распространения четного и нечетного типов волн в связанных микрополосковых линиях;  $l_{\text{св}}$  – длина связанных линий;  $Z_0 = 1/Y_0$  – нормировочное волновое сопротивление. Следует отметить, что в общем случае для печатных линий, расположенных в композитной диэлектрической среде с разными диэлектрическими проницаемостями слоев,  $\beta_{\text{чет}} \neq \beta_{\text{неч}}$  [13].

В соответствии с [3] определение типа (знака) коэффициента связи можно проводить на основе опыта с электрической и магнитной стенками, при котором, если собственная частота колебания резонатора с граничным условием в виде электрической стенки в области связи  $f_9$  оказывается ниже  $f_{p_1}$ , а частота колебания резонатора с граничным условием в виде магнитной стенки  $f_M$  больше  $f_{p_2}$ , то в исследуемой системе из двух резонаторов доминирует электрический тип связи, в противном случае – магнитный. Кратко данное правило можно записать системой неравенств:

$$f_{\mathbf{p}_2} > f_{\mathbf{p}_1}, \begin{cases} f_{\mathfrak{I}} < f_{\mathbf{p}_1} \text{ и } f_{\mathbf{M}} > f_{\mathbf{p}_2} \Longrightarrow \text{ электрическая;} \\ f_{\mathfrak{I}} > f_{\mathbf{p}_1} \text{ и } f_{\mathbf{M}} < f_{\mathbf{p}_2} \Longrightarrow \text{ магнитная.} \end{cases}$$

Однако в большинстве случаев при схемотехническом анализе знака коэффициента связи более практичным может быть метод на основе определения значения сдвига фазы коэффициента передачи от одного резонатора к другому при возбуждении колебательной системы слабосвязанными портами. Данный метод проиллюстрирован рис. 6, на котором показаны частотные зависимости модуля (штриховая линия) и фазы коэффициента передачи для связанных резонаторов при магнитном (сплошная) и электрическом (штрих-пунктирная) типах связи. В этом случае собственные частоты колебательной системы из двух резонаторов определяются максимумами модуля коэффициента передачи, а тип связи – фазой коэффициента передачи: 90° для магнитной и -90° для электрической связи.



Отметим, что на данном этапе построение эквивалентной схемы связанных резонаторов завершено, и ключевой задачей предложенного метода оказывается задача отыскания характеристик собственных волн связанных микрополосковых линий [13], [14].

Расчет характеристик связанных резонаторов с использованием метода интегральных уравнений в спектральной области. Алгоритм расчета геометрии связанных печатных резонаторов приведем для колебательной системы, показанной на рис. 4, *a* (связанные Г-образные резонаторы с доминирующей электрической связью). Для других конфигураций расчет выполняется аналогично.

Вид топологии, а также определяемые геометрические параметры показаны на рис. 7, где  $L_{\rm III}$  – длина короткозамкнутого шлейфа;  $L_{\rm CB}$  – длина связанных МПЛ; S – зазор между МПЛ, W – ширина резонаторов на МПЛ;  $h_{\rm d}$  – толщина подложки с диэлектрической проницаемостью  $\varepsilon_1$ .

Определение электрических характеристик связанных и одиночных МПЛ, входящих в колебательную систему, происходит при решении задачи отыскания постоянной распространения  $\beta$ , а также распределения токов собственных волн линий по методу интегральных уравнений.

В соответствии с [13]–[17] для двумерной электромагнитной задачи с сечением, приведенным на рис. 8, *a*, состоящим из двух связанных МПЛ,







окруженных металлическим экраном, формулируется система интегральных уравнений вида

$$\int [Z_{zz} (x - x', d) J_z (x') + + Z_{zx} (x - x', d) J_x (x')] dx' = E_z (x); \int [Z_{xz} (x - x', d) J_z (x') + + Z_{xx} (x - x', d) J_x (x')] dx' = E_x (x),$$
(1)

где  $Z_{zz}$ ,  $Z_{zx}$ ,  $Z_{xz}$  и  $Z_{xx}$  – двумерные функции Грина [14];  $J_z$ ,  $J_x$ ,  $E_z$ ,  $E_x$  – продольные и поперечные составляющие поверхностных токов и напряженности электрических полей соответственно в слое  $y = h_{\rm A}$ . Зависимость функций Грина от параметра  $\beta$ здесь и далее опущена для компактности.

Численное решение (1) проводится методом моментов, что позволяет свести задачу к системе линейных однородных уравнений. Для увеличения скорости расчета применяется метод Галеркина в спектральной области. Переход осуществляется через преобразование Фурье приведенных ранее выражений:

$$\tilde{\phi}(\alpha) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi(x) e^{j\alpha x} dx, \rightarrow$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} \tilde{Z}_{zz}(\alpha, h_{\Lambda}) \tilde{J}_{z}(\alpha, h_{\Lambda}) + \tilde{Z}_{zx}(\alpha, h_{\Lambda}) \tilde{J}_{x}(\alpha, h_{\Lambda}) = \tilde{E}_{z}(\alpha, h_{\Lambda}) + \tilde{Z}_{xx}(\alpha, h_{\Lambda}) \tilde{J}_{x}(\alpha, h_{\Lambda}) = \tilde{E}_{x}(\alpha, h_{\Lambda})$$

где знак "~" обозначает преобразование Фурье.





Физически это преобразование означает переход из геометрической области в область плоских волн, распространяющихся с коэффициентом распространения α в направлении оси *x*.

Как показано в [13], [15], для повышения скорости сходимости задачи в качестве базисных функций, описывающих продольную компоненту тока  $J_z^i$  на МПЛ, следует использовать функции Чебышева, нормированные к ширине полоска (рис. 8,  $\delta$ ), где *i* – номер базисной функции.

На рис. 9 приводятся электрические характеристики связанных МПЛ (a – нормированные постоянные распространения;  $\delta$  – волновые сопротивления для четного и нечетного типов возбуждения), рассчитанные для диэлектрической подложки со следующими параметрами: относительная диэлектрическая проницаемость 9.8, толщина подложки  $h_{\rm d} = 0.5$  мм, толщина линий 0.5 мм, зазор между проводниками 0.5 мм. Для расчета использовался набор из 3 базисных функций для продольной и поперечной компонент тока МПЛ. Здесь же даны результаты расчета параметров указанной структуры, полученные при моделировании в Ansys HFSS методом конечных элементов (пунктирная линия).

Из рис. 9 следует, что оба метода дают практически идентичные результаты расчета, что позволяет применять предложенный алгоритм для расчета погонных электрических характеристик (волновые сопротивления и постоянные распространения) связанных и одиночных МПЛ. Отметим, что, как показано в [13], [15], применение функций Грина плоскослоистой структуры и базиса поверхностных токов специальной формы позволяет получать высокую скорость сходимости решаемой задачи.

Используя предложенный алгоритм поиска характеристик связанных линий, а также асимптотические выражения, описывающие в квазистатическом приближении поведение емкости в торцевом зазоре МПЛ [18], рассчитали зависимости коэффициентов связи от зазора между полосками при различном соотношении электрических длин связанных областей к суммарной электрической длине резонатора. На рис. 10 представлены зависимости коэффициентов связи от зазора между связанными МПЛ для базовых схем с рис. 4, *a*–*в* и от торцевого зазора между встречно направленными резонаторами – рис. 4, *г* соответственно. На рис. 10, *г* расчет представлен сплошной линией, HFSS – штриховой. Для получения зависимостей были использованы следующие характеристики МПЛ: толщина подложки 0.5 мм, диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon_1 = 9.8$ ;  $\varepsilon_2 = 1$ , ширины проводников 0.5 мм, частота анализа 10 ГГц.

Для верификации метода вычисления коэффициентов связи печатных резонаторов были сопоставлены результаты расчета с результатами, полученными при трехмерном электродинамическом моделировании в Ansys HFSS. Полученные зависимости модуля коэффициента связи от зазора и вид модели в Ansys HFSS приводятся на рис. 11 *а*, *б* соответственно.

Из рис. 10, г и рис. 11, а видно, что семейство кривых, построенных с помощью предложенного алгоритма, качественно совпадает с кривыми из Ansys HFSS. Ошибка определения зазора между резонаторами при фиксированном коэффициенте связи в структурах, показанных на рис. 4, а и г, составила менее 100 мкм, что позволяет использовать данную методику для построения первого приближения топологии полосового фильтра с целью дальнейшей финальной оптимизации в программах трехмерного электродинамического анализа или для практической доработки и настройки топологии.

Следует отметить немонотонный вид зависимости модуля коэффициента связи для базовой схемы рис. 11, *а*. Параметр зазора, при котором модуль коэффициента связи становится равным нулю, соответствует ситуации, когда электриче-





ская и магнитная связи равны по модулю, но противоположны по знаку, в результате чего происходит взаимная компенсация и передача энергии на заданной частоте не происходит. Данный эффект напрямую зависит от геометрических параметров связанных МПЛ и следует из неравенства фазовых скоростей собственных волн четного и нечетного типов связанных МПЛ.



Экспериментальные исследования макетов. В качестве демонстрации применения разработанной методики синтеза топологии печатных КЭФ были рассчитаны топологии двух фильтров 6-го порядка с относительной полосой пропускания 10 % для L- и Х-диапазонов частот. Отметим, что КЭФ для Х-диапазона был выполнен на поликоровой подложке с толщиной 0.5 мм по толстопленочной технологии, а КЭФ для L-диапазона был изготовлен на поликоровой подложке толщиной 1 мм по технологии вакуумного осаждения меди (PVD – physical vapour deposition).

После получения приближенной топологии по указанной методике была построена трехмерная модель и проведена оптимизация длин микрополосковых резонаторов в Ansys HFSS. Полученная модель, вид топологии, а также вид изготовленного макета КЭФ-Х в измерительной оснастке представлены на рис. 12, *а–в* соответственно.

На рис. 12, б пунктирными линиями показано конструктивное исполнение перекрестных связей. Следует отметить, что в соответствии с рис. 10, б магнитная перекрестная связь между первым и шестым резонаторами при заданных общих габаритах платы обеспечивает слишком высокий модуль коэффициента связи даже при малом соотношении длин связанной области и нагрузочного шлейфа. Поэтому для уменьшения магнитной связи в конструкции КЭФ-Х было введено металлизированное отверстие между первым и шестым резонаторами. Электродинамика, микроволновая техника, антенны



Puc. 12





Puc. 13

На рис. 13 приводятся измеренные частотные характеристики *S*-параметров для изготовленного макета КЭФ-Х в узком (a) и широком (б) частотных диапазонах.

Анализируя результаты измерений частотных зависимостей *S*-параметров, можно сделать вывод, что для изготовленного макета КЭФ-Х удалось получить заданную форму АЧХ с некоторыми неточностями. Так, например, частоты полюсов затухания располагаются симметрично относительно центральной частоты, однако уровни затухания в нижней частотной области отличаются от уровней в верхней на 20 дБ. Данная асимметрия АЧХ вызвана неучтенной частотной зависимостью коэффициентов связи [19]. Небольшие отличия АЧХ, измеренных в узком и широком диапазонах частот, связаны с технологическими особенностями монтажа макета на измерительную оснастку.

Для компенсации неравномерности АЧХ был предложен практический способ, основанный на введении дополнительной перекрестной связи электрического типа между первым и третьим, а также, для сохранения симметрии конструкции, между четвертым и шестым резонаторами. Данный метод был применен при разработке КЭФ-L. Модифицированная структурная схема связей с учетом коррекции АЧХ, а также виды модели и макета КЭФ-L приведены на рис. 14: *а* – конструкция КЭФ-L; *б* – фотография изготовленного макета; *в* – вид модифицированной структурной схемы.

На рис. 15 продемонстрированы результаты измерений частотных зависимостей *S*-параметров КЭФ-L в узком и широком диапазонах частот.



метров топологии, в частности зазоров и ширин

полосков связанных печатных линий. Предложенный подход позволяет точно оценить геомет-

рию связанных областей МПЛ. В результате удается осуществить быструю оптимизацию тополо-

гии в программах трехмерного электродинамического моделирования, акцентируясь на подборе

длин резонаторов. Были рассчитаны, промодели-

рованы, а также изготовлены КЭФ типа 6п4н для L- и Х-диапазонов частот. Результаты экспери-

ментальных исследований показывают, что до-

стигнуты заданные положения нулей затухания, а

также требуемые уровни режекции. Найдена структурная схема связей КЭФ, позволяющая по-

лучать симметричную АЧХ.

18



Проводя сравнение измеренных частотных зависимостей S-параметров для КЭФ-Х и КЭФ-L, можно сделать вывод о том, что предложенное решение по внедрению дополнительной перекрестной связи электрического типа между первым и третьим и, соответственно, между четвертым и шестым резонаторами позволило получить АЧХ для КЭФ-L с неравномерностью максимумов АЧХ в нижней и верхней областях частот зоны подавления на уровне 5 дБ.

Заключение. В данной статье была предложена новая методика разработки топологии печатных фильтров, реализующих квазиэллиптическую форму коэффициента передачи. Особенность методики заключается в процедуре получения первого приближения геометрических пара-

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Cameron R. J., Kudsia C. M., Mansour R. Microwave filters for communication systems. New York: John Wiley & Sons, 2015. 897 p.

2. Cameron R. J. General coupling matrix synthesis methods for chebyshev filtering functions // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1999. Vol. 47, № 4. P. 433-442.

3. Hong J. S. G., Lancaster M. J. Microstrip filters for RF/microwave applications. Vol. 167. New York: John Wiley & Sons, 2004. 471 p.

4. Маттей Д. Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь,1971. 438 с.

5. Микрополосковый полосовой фильтр с квазиэллиптической характеристикой на короткозамкнутых резонаторах / Р. Е. Семерня, А. Р. Виленский, С. Л. Чернышев, В. И. Литун // Радиолокация, навигация, связь. 2016. C. 1266-1272. doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959543.

6. Аринин О. В., Аристархов Г. М. Сверхминиатюрные высокоизбирательные фильтры СВЧ на основе шпилечных резонаторов, нагруженных на укорачивающие конденсаторы // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2016. T. 16, № 5. C. 150–154.

7. Kuo J. T., Hsu C. L., Shih E. Compact planar quasielliptic function filter with inline stepped-impedance resonators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2007. Vol. 55. № 8. C. 1747–1755.

8. Ouyang X., Chu Q. X., Wu X. H. Compact quasi-elliptic filter using mixed EM coupling  $\lambda/4$  stepped-impedance resonators // 2012 Intern. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Shenzhen, China, 5–8 May 2012. Piscataway: IEEE, 2012. Vol. 4. P. 1-4.

9. Chang T. N., Wu K. Y. Transverse modal analysis of edge-coupled microstrip resonators // Electronics Letters. 1986. Vol. 22, № 11. P. 608–609.

10. Michalski K. A., Zheng D. Analysis of microstrip resonators of arbitrary shape // IEEE transactions on microwave theory and techniques. 1992. Vol. 40, № 1. P. 112–119.

11. Рассохина Ю. В., Крыжановский В. Г. Анализ связанных щелевых резонаторов сложной формы в металлизированной плоскости микрополосковой линии передачи методом поперечного резонанса // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. Т. 55, № 5. C. 29-39.

12. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. М.: Связь, 1971. C. 387.

13. Виленский А. Р. Метод анализа плоскослоистых линий передачи // Электромагнитные волны и электронные системы. 2016. Т. 21, № 3. С. 3-12.

14. Семерня Р. Е., Виленский А. Р., Литун В. И. Разработка микрополосковых фильтров с применением метода моментов в спектральной области // Радиолокация, навигация, связь. 2014. С. 720-727. doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959543

#### Электродинамика, микроволновая техника, антенны

15. Itoh T. Spectral domain immitance approach for dispersion characteristics of generalized printed transmission lines // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1980. Vol. 28, № 7. P. 733–736.

16. Design approach for microstrip pin-diode phase shifters with equalized losses / R. Semernya, A. Vilenskiy, V. Litun, S. Chernyshev // 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS), St. Petersburg, Russia, 22–25 May 2017. Piscataway: IEEE, 2017. P. 3835–3841. 17. Matsunaga M., Katayama M., Yasumoto K. coupled-mode analysis of line parameters of coupled microstrip lines // Progress In Electromagnetics Research. 1999. Vol. 24. P. 1–17.

18. Garg R., Bahl I., Bozzi M. Microstrip lines and slotlines. Norwood: Artech house, 2013. 560 p.

19. Сержантов А. М. Резонансные полосковые структуры и частотно-селективные устройства на их основе с улучшенными характеристиками: дис. ... д-ра техн. наук: 01.04.03 Радиофизика. Красноярск: СФУ, 2015. 316 с.

Статья поступила в редакцию 31 октября 2018 г.

Семерня Роман Евгеньевич – специалист по направлению "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2014), аспирант кафедры "Радиоэлектронные системы и устройства" МГТУ им. Н. Э. Баумана, младший научный сотрудник НИИ Радиоэлектронной техники МГТУ им. Н. Э. Баумана. Ведущий инженер-разработчик ООО "Радиокомп". Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – частотно-селективные СВЧ-устройства.

E-mail: semernyare@gmail.com

**Чернышёв Сергей Леонидович** – доктор технических наук (1990), профессор (1995) кафедры "Радиоэлектронные системы и устройства", ученый секретарь МГТУ им. Н. Э. Баумана, действительный член РАЕН. Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – микроволновая и сверхширокополосная техника; системный анализ; обработка информации и управления.

### E-mail: Chernshv@bmstu.ru

Виленский Артем Рудольфович – кандидат технических наук (2014), доцент кафедры "Радиоэлектронные системы и устройства" МГТУ им. Н. Э. Баумана. Ведущий инженер компании "Исследовательский центр Самсунг". Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – вычислительная электродинамика; теория антенн; методы анализа периодических структур.

E-mail: temaforyou@yandex.ru

*Можаров Эдуард Олегович* – специалист по направлению "Радиоэлектронные системы и комплексы" (2013), аспирант кафедры "Радиоэлектронные системы и устройства" МГТУ имени Н. Э. Баумана, младший научный сотрудник НИИ Радиоэлектронной техники МГТУ им. Н. Э. Баумана. Автор 17 научных работ. Сфера научных интересов – волноводные СВЧ-устройства и антенные измерения. E-mail: eduardmozharov@yandex.ru

### REFERENCES

1. Cameron R. J., Kudsia C. M., Mansour R. Microwave Filters for Communication Systems. New York: John Wiley & Sons, 2015, 897 p.

2. Cameron R. J. General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1999, vol. 47, no. 4, pp. 433–442.

3. Hong J. S. G., Lancaster M. J. Microstrip filters for RF/microwave applications. Vol. 167. New York: John Wiley & Sons, 2004, 471 p.

4. Mattej D. L. Fil'try *SVCH, soglasuyushhie tsepi i tsepi svyazi* [Microwave Filters, Matching Circuits and Communication Circuits]. Moscow, *Svyaz'*,1971, 438 p. (In Russian)

5. Semernya R. E., Vilenskii A. R., Chernyshev S. L., Litun V. I. Microstrip Bandpass Filter with Quasi-Elliptic Characteristic on Short-Circuited Resonators. *Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz'* [Radiolocation, Navigation, Communication], 2016, pp. 1266–1272. doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959543. (In Russian)

6. Arinin O. V., Aristarkhov G. M. Subminiature High-Selective Microwave Filters Based on Hairpin Resonators Loaded on Shortening Capacitors. *Fundamental'nye problemy radioelektronnogo priborostroeniya* [Fundamental Problems of Electronic Instrument Making]. 2016, vol. 16, no. 5, pp. 150–154. (In Russian)

7. Kuo J. T., Hsu C. L., Shih E. Compact Planar Quasi-Elliptic Function Filter with Inline Stepped-Impedance Resonators. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2007, vol. 55, no. 8, pp. 1747–1755.

8. Ouyang X., Chu Q. X., Wu X. H. Compact Quasi-Elliptic Filter Using Mixed EM Coupling  $\lambda/4$  Stepped-Impedance Resonators. 2012 International Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Shenzhen, China, 5–8 May 2012. Piscataway: IEEE, 2012, vol. 4, P. 1–4.

9. Chang T. N., Wu K. Y. Transverse Modal Analysis of Edge-Coupled Microstrip Resonators. Electronics Letters. 1986, vol. 22, no. 11, pp. 608–609.

10. Michalski K. A., Zheng D. Analysis of Microstrip Resonators of Arbitrary Shape. IEEE transactions on microwave theory and techniques. 1992, vol. 40, no. 1, pp. 112–119.

11. Rassokhina Yu. V., Kryzhanovskij V. G. Analysis of Coupled Slot Cavities with Complex Shape in Metallized Plane of Microstrip Transmission Line Using Transverse Resonance Method. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika* [Proceedings of Higher Educational Institutions. Radioelectronics]. 2012, vol. 55, no. 5, pp. 29–39. (In Russian) 12. Fel'dshtejn A. L., Yavich L. R. *Sintez chetyrekhpoly-usnikov i vos'mipolyusnikov na SVCH* [Synthesis of Quadripoles and Eight-Poles on Microwave]. Moscow, *Svyaz*', 1971, pp. 387. (In Russian)

13. Vilensky A. R. Generalized Analysis of Multilayer Transmission. *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy* [Electromagnetic Waves and Electronic Systems]. 2016, vol. 21, no. 3, pp. 3–12. (In Russian)

14. Semernya R. E., Vilenskii A. R., Litun V. I. Microstrip Filter Design Using Spectral Domain Method of Moments. *Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz'* [Radiolocation, Navigation, Communication], 2014, pp. 720–727. (In Russian) doi: 10.1109/CRMICO.2014.6959543.

15. Itoh T. Spectral Domain Immitance Approach for Dispersion Characteristics of Generalized Printed Transmission Lines. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1980, vol. 28, no. 7, pp. 733–736. 16. Semernya R., Vilenskiy A., Litun V., Chernyshev S. Design Approach for Microstrip Pin-Diode Phase Shifters with Equalized Losses. 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium – Spring (PIERS), St. Petersburg, Russia, 22–25 May 2017. Piscataway: IEEE, 2017, pp. 3835–3841.

17. Matsunaga M., Katayama M., Yasumoto K. Coupled-Mode Analysis of Line Parameters of Coupled Microstrip Lines // Progress In Electromagnetics Research. 1999, vol. 24, pp. 1–17.

18. Garg R., Bahl I., Bozzi M. Microstrip Lines and Slotlines. Norwood: Artech house, 2013, 560 p.

19. Serzhantov A. M. *Rezonansnye poloskovye struktury i chastotno-selektivnye ustrojstva na ikh osnove s uluchshennymi kharakteristikami* [Resonant Strip Structures and Advanced Frequency-Selective Devices Based on them]: dis. ... D.Sc. Krasnoyarsk, 2015, 316 p. (In Russian)

**Roman E. Semernya** – Postgraduate student of the Department of Radioelectronic Systems and Devices of Bauman Moscow State Technical University. Junior Research Scientist in Research Institute of Radioelectronic Technology of Bauman Moscow State Technical University. Lead R&D Engineer in LLC Radiocomp. The author of 5 scientific publications. Area of expertise: frequency selective microwave devices.

E-mail: semernyare@gmail.com

Received October, 31, 2018

*Sergey L. Chernyshev* – D.Sc. in Engineering (1990), Professor (1995) of the Department of Radioelectronic Systems and Devices of Bauman Moscow State Technical University, Scientific Secretary of named University. Full Member of RANS. The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: microwave and ultra-wideband technology; system analysis; information processing and control. E-mail: Chernshv@bmstu.ru

Artem R. Vilenskiy – Ph.D. in Engineering (2014), Associate Professor (2015) of the Department of Radioelectronic Systems and Devices of Bauman Moscow State Technical University. Lead Engineer in Samsung Research Institute. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: computational electromagnetics; antenna theory; periodic structures analysis.

E-mail: temaforyou@yandex.ru

*Eduard O. Mozharov* – Postgraduate student of the Department of Radioelectronic Systems and Devices of Bauman Moscow State Technical University. Junior Research Scientist in Research Institute of Radioelectronic Technology of Bauman Moscow State Technical University. The author of 17 scientific publications. Area of expertise: waveguide microwave devices; antenna measurements.

E-mail: eduardmozharov@yandex.ru

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-54-65 УДК 004.932.2

Н. А. Обухова, А. А. Мотыко, А. А. Поздеев

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

# ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА ЭНДОСКОПИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДЛЯ СИСТЕМ ПОДДЕРЖКИ ВРАЧЕБНЫХ РЕШЕНИЙ<sup>1</sup>

Аннотация. Эндоскопическое обследование занимает ведущее место в практической медицине. Современным направлением исследований, реализующим повышение эффективности эндоскопического осмотра, является разработка систем поддержки врачебных решений. Это системы нового типа, предполагающие интеграцию результатов автоматического анализа сигналов изображений с результатами, полученными врачом, а также использование информации, имеющейся в базе данных системы. Взаимодействие врача с системой позволяет обеспечить значительное повышение чувствительности и специфичности диагностики.

Цель проведенного исследования – создание новых автоматических методов цифровой обработки энdockonuveckux изображений, обеспечивающих их высокую эргономичность и возможность эффективного использования в системах поддержки врачебных решений. В рамках исследования предложены следующие методы: метод сегментации и удаления зеркальных бликов; метод компенсации радиальных и тангенциальных геометрических искажений, особенно выраженных при использовании широкоугольных объективов в эндоскопических камерах; метод формирования мозаичной панорамы из входного видеопотока в условиях низкой детальности исходных сюжетов; метод адаптивной коррекции яркости и контраста изображений, обеспечивающий одновременную успешную коррекцию как темных, так и светлых областей изображения (неравномерный контраст) без значительного подчеркивания шумовой составляющей, характерного для существующих методов нелинейного контрастирования; процедура цветокоррекции по критерию "комфортное восприятие", основанная на матрице линейных преобразований, учитывающая характеристики эндоскопических изображений и позволяющая настраивать цветовую палитру в соответствии с личными предпочтениями врача.

Рассмотренные методы успешно прошли тестирование на реальных эндоскопических изображениях в отделе инновационных медицинских приборов Корейского электротехнологического научно-исследовательского института. Результаты тестирования показывают их эффективность и целесообразность использования в системах поддержки врачебных решений.

Ключевые слова: эндоскопические изображения, системы поддержки принятия решений, удаление бликов, геометрические искажения, коррекция яркости и контраста, цветокоррекция

**Для цитирования:** Обухова Н. А., Мотыко А. А., Поздеев А. А. Цифровая обработка эндоскопических изображений для систем поддержки врачебных решений // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 54–65. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-54-65

Natalya A. Obukhova, Alexander A. Motyko, Alexander A. Pozdeev Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" 5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

# ENDOSCOPIC IMAGES DIGITAL PROCESSING FOR CLINICAL DECISION SUPPORT SYSTEMS

**Abstract.** The purpose of this research is to create new automatic methods for endoscopic image digital processing, ensuring their high ergonomics and the possibility of effective use in clinical decision support systems. As the

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант № 17-07-00045.
 © Обухова Н. А., Мотыко А. А., Поздеев А. А., 2018

result of investigation, the following methods were proposed: the detection and removal of specular highlights; compensation of radial and tangential geometric distortions; the mosaic panorama creation from the input video stream with low level of detail; brightness and contrast enhancement, providing simultaneous successful correction of both dark and bright areas of the image (uneven contrast) without significant underlining of the noise component typical for the existing nonlinear contrasting methods, especially in low-detail image areas; custom color correction based on linear transformation matrix taking into account endoscopic image characteristics and making it possible to customize color palette according to the physician individual preferences. The methods considered were successfully tested on real endoscopic images at the department of innovative medical devices of the Korean Electrotechnological Research Institute. The test results demonstrate their effectiveness and applicability in clinical decision support systems.

**Key words:** endoscopic images, clinical decision support systems, highlights removal, geometric distortion, brightness and contrast enhancement, color correction

**For citation:** Obukhova N. A., Motyko A. A., Pozdeev A. A. Endoscopic Images Digital Processing for Clinical Decision Support Systems. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 54-65. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-6-54-65 (In Russian)

Введение. Ранняя диагностика патологических изменений значительно повышает эффективность их лечения, а также снижает затраты на его проведение. Необходимость повышения качества диагностики определяет одно из основных направлений современного развития медицинского оборудования – разработку и использование систем поддержки врачебных решений – clinical decision support system (CDSS). Это системы нового типа, предполагающие интеграцию результатов автоматического анализа сигналов изображений с результатами, полученными врачом, а также использование информации, имеющейся в базе данных системы. Взаимодействие врача с системой позволяет обеспечить значительное повышение чувствительности и специфичности диагностики.

Построение CDSS – современное инновационное направление развития медицинских видеосистем, важное место в котором занимает разработка новых методов визуализации и анализа медицинских изображений. Среди последних эндоскопические изображения представляют значимую часть, что определяет высокую практическую значимость повышения их эргономичности [1]–[3].

Современная эндоскопия играет важную роль в диагностике многих заболеваний. Одновременно с этим недостаточно высокое качество получаемых эндоскопических изображений, обусловленное сложными условиями их получения и спецификой объектов интереса, затрудняет их семантическую интерпретацию врачом и автоматический анализ.

К наиболее значимым особенностям медицинских эндоскопических изображений следует отнести выраженные деградации следующих видов:

 одновременное присутствие значительных по площади светлых и темных областей (неравномерный контраст);  существенный смаз, обусловленный движением видеодатчика и мышечным дыханием органа;

- наличие зеркальных бликов;

 низкая четкость по краям растра, обусловленная сложной формой органов;

- узкий угол обзора;

– потеря информации о третьей координате.

Дополнительно при разработке методов должны быть учтены:

 необходимость сохранения всей семантически значимой информации, присутствующей в необработанном изображении, исключающая, например, удаление шумов сглаживающими или морфологическим фильтрами;

 – особенности визуального восприятия врачаспециалиста, сформированное его опытом работы в целом и опытом эксплуатации медицинского оборудования.

Постановка задачи. С учетом сформулированных особенностей и требований повышения качества диагностики необходимо разработать совокупность методов обработки эндоскопических изображений, направленных на повышение их качества. К основным методам автоматической обработки эндоскопических изображений относятся:

 сегментация зеркальных бликов и восстановление изображения в них;

 компенсация подушкообразных и тангенциальных геометрических искажений;

- формирование мозаичной панорамы;

 коррекция яркости и контраста одновременно с подчеркиванием краев;

 цветокоррекция с учетом цветовых предпочтений врача.

Сегментация и восстановление изображения в бликах. Наличие бликов на исходных эндоскопических изображениях является неблагоприятным фактором в задачах автоматического и

#### Телевидение и обработка изображений



Puc. 1

визуального анализа и может привести к значительному ухудшению точности диагностики. Для устранения бликов требуется определить их местоположение (процедура построения карты бликов) и закрасить соответствующие области, используя информацию из окрестности каждого блика (процедура digital inpainting).

Иллюстрация результатов применения алгоритма сегментации бликов приведена на рис. 1. Обрабатываемое изображение преобразуют в полутоновое (а), затем проводят морфологическую операцию открытия (б) [4]. Важно отметить, что размер структурного элемента должен превышать размер блика для успешного выделения последнего. Для получения объектов "переднего плана" (в), к которым в том числе относятся блики, находят абсолютную разность между полученным морфологическим препаратом и полутоновым изображением. Яркость бликов значительно отличается от яркости фона, что позволяет отделить их от объектов переднего плана с использованием пороговой бинаризации (г). Полученная маска определяет области изображения (д), которые восстанавливают с помощью процедуры инпайнтинга<sup>1</sup> (рис. 2).

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Инпайнтинг – это процесс восстановления утраченных или искаженных участков изображения. В последние годы инпайнтинг активно развивается благодаря своей востребованности в фотографии и кинематографии. С его помощью можно удалять текст и логотипы на изображениях или видео, а также пятна и царапины при восстановлении старых фильмов. При обработке эндоскопических изображений инпайнтинг применяют для восстановления областей изображения, соответствующих карте зеркальных бликов.



Алгоритм последовательно замещает пиксели вдоль границы обрабатываемой области. Значение каждого пикселя I(p) в точке p определяется взвешенной суммой значений яркостей пикселей внутри его окрестности  $B_{\varepsilon}(p)$ :

$$I(p) = \frac{\sum_{q \in B_{\varepsilon}(p)} w(p,q) \left[ I(q) + \nabla I(q)(p-q) \right]}{\sum_{q \in B_{\varepsilon}(p)} w(p,q)},$$

где q – точка, принадлежащая окрестности є точки p; w(p,q) – нормализованная весовая функция;  $\nabla I(q)$  – значение градиента яркости в точке q.

Пиксели, находящиеся на границе и в непосредственной близости от обрабатываемого элемента, должны в большей степени определять результат, поэтому им соответствует большее значение весовой функции. Процедуру замещения пикселей производят последовательно, причем выбор каждого последующего пикселя осуществляется с помощью метода FFM (Fast Marching Method) [5], [6], что гарантирует первоочередную обработку тех структурных элементов, которые расположены рядом с уже известными пикселями.

Компенсация геометрических искажений (дисторсии). Дисторсией в геометрической оптике называют отклонение от так называемой прямолинейной проекции [7]. Прямолинейная проекция означает, что все прямые линии сцены остаются прямыми в изображении. В результате дисторсии нарушается геометрическое подобие между геометрическим объектом и его изображением.

Эндоскопические камеры имеют максимально компактный дизайн и используются в условиях очень маленького расстояния между объективом и объектом съемки. Это обусловливает использование во многих приложениях для видеоэндоскопии камер с объективами, имеющими широкий угол обзора – вплоть до 130...170°. Искажения в общем случае нерегулярны и зависят от большого числа внешних факторов. Для эндоскопических изображений наиболее характерны подушкообразная дисторсия, типичная для широкоугольных объективов ("рыбий глаз"), и тангенциальная дисторсия, возникающая в условиях, когда линза не идеально параллельна плоскости изображения.

Рассмотрим хорошо известную математическую модель проективной камеры [8]

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} + \mathbf{t},$$

где x, y, z и X, Y, Z – координаты точки в плоскости камеры и в пространстве; R – матрица поворота; **t** – вектор переноса.

Координаты пикселя после проецирования (*u*, *v*) могут быть найдены как

$$\begin{cases} u = f_x (x/z) + x_c; \\ v = f_y (y/z) + y_c, \end{cases}$$

где  $f_x$ ,  $f_y$  – проекции фокусных расстояний;  $x_c$ ,  $y_c$  – координаты оптического центра (в идеальном случае совпадают с центром дисторсии).

Подушкообразная дисторсия есть частный случай радиальной, поэтому для ее коррекции можно использовать уравнения вида

$$\begin{cases} x' = x/z; \\ y' = y/z; \\ x'' = x' (1 + k_1 r^2 + k_2 r^4 + k_3 r^6); \\ y'' = y' (1 + k_1 r^2 + k_2 r^4 + k_3 r^6); \end{cases}$$

где x', y' – координаты пикселя входного (искаженного) изображения; x'', y'' – координаты соответствующего пикселя в выходном (скорректированном) изображении;  $k_1, k_2, k_3$  – коэффициенты радиальной дисторсии;  $r = \sqrt{{x'}^2 + {y'}^2}$ .

Уравнения для коррекции тангенциальной дисторсии имеют следующий вид:

$$\begin{cases} x'' = x' + \left[ 2p_1 xy + p_2 \left( r^2 + 2x^2 \right) \right]; \\ y'' = y' + \left[ 2p_2 xy + p_1 \left( r^2 + 2y^2 \right) \right], \end{cases}$$

где *x*", *y*" – координаты соответствующего пикселя скорректированного изображения; *x*', *y*' – координаты пикселя искаженного изображения; *p*<sub>1</sub>, *p*<sub>2</sub> – коэффициенты тангенциальной дисторсии.



Тогда итоговые координаты пикселя на изображении после проецирования

$$\begin{cases} u = f_x (x' + x'') + x_c; \\ v = f_y (y' + y'') + y_c. \end{cases}$$

Модель для объектива ("рыбий глаз"), которая обычно используется в эндоскопии, может несколько отличаться. Предполагается, что

$$\theta = \operatorname{atan}(r);$$
  
$$\theta_d = \theta \left( 1 + s_1 \theta^2 + s_2 \theta^4 + s_3 \theta^6 + s_4 \theta^8 \right)$$

где  $\theta$  – угол падения луча;  $\theta_d$  – угол падения луча на подвергнутом дисторсии изображении;  $s_1 \dots s_4$  – коэффициенты дисторсии.

В таком случае скорректированные координаты определяются следующим образом:

$$\begin{cases} u = f_x \left( \frac{\theta_d}{r} x + \frac{\theta_d}{r} y \right) + x_c \\ v = f_y \left( \frac{\theta_d}{r} y \right)^2 + y_c. \end{cases}$$

Дисторсия корректируется процедурой калибровки с использованием точечного соответствия – при этом важно правильно выбрать математическую модель искажений.

Для калибровки формируется набор изображений, который позволяет сформировать систему линейных алгебраических уравнений, используя соответствие координат характерных точек на каждом изображении этого набора.

Набор характерных точек является заранее известным шаблоном определенного размера, структуры и числа элементов. Для поиска соответствия применяется линейная фильтрация (поиск и обработка границ, пороговая фильтрация). Решение системы уравнений дает оценку коэффициентов выбранной модели геометрических искажений. Коэффициенты дисторсии конкретного объектива, найденные на этапе калибровки, впоследствии используются для обработки всех полученных с его помощью изображений.

На рис. 3 представлены результаты компенсации геометрических искажений для откалиброванной камеры эндоскопа. Для большей наглядности на изображения наложена черная сетка с прямоугольными ячейками.

Формирование панорамного изображения. Условия эксплуатации эндоскопических камер устанавливают жесткие требования к габаритам видеосистемы. По этой причине угол обзора видеодатчика недостаточен, что затрудняет визуальный и автоматический анализ полученных изображений. Указанная проблема может быть решена формированием мозаичной панорамы из входного видеопотока, полученного эндоскопической камерой.

Синтез панорам часто используется в задачах компьютерного зрения и робототехники. Ниже

приведены основные шаги общепринятого алгоритма построения мозаичной панорамы:

1) обнаружение ключевых точек;

 сопоставление ключевых точек и селекция сопоставленных пар;

 идентификация коэффициентов матрицы трансформации;

4) сшивание изображений.

Для реализации первого шага обычно используют детекторы SURF, SIFT или аналогичные указанным [9]. Затем каждой найденной ключевой точке первого изображения ставят в соответствие одну из найденных точек на втором изображении. Соответствие блоков, включающих в себя окрестности ключевых точек, определяют корреляционными методами. Это позволяет найти пары ключевых точек, координаты которых используют для идентификации коэффициентов матрицы трансформации.

Наличие шума и угловые несоответствия на сшиваемых изображениях приводят к образованию ошибочно согласованных пар. Введение порога корреляционного соответствия снижает количество таких ошибок, но в то же время приводит к уменьшению числа сопоставленных пар ключевых точек и, как следствие, к снижению точности нахождения параметров геометрического преобразования.

Для медицинских изображений характерно наличие больших по площади низкодетальных однородных областей. Значимо низкое количество найденных ключевых точек в таких областях приводит к большим ошибкам в полученных матричных коэффициентах.

Авторами предложен подход для формирования панорамы из входного видеопотока, учитывающий малое количество сопоставленных пар ключевых точек. Главной особенностью этого подхода введение степени надежности согласованных пар точек. В отличие от классической пороговой обработки, предложенный алгоритм позволяет использовать все найденные пары. Дополнительно предложена модификация метода RANSAC [10], использующая найденную степень надежности согласованных пар ключевых точек.

Для оценки степени надежности каждой пары связующих точек  $(p_i, q_i)$  рассчитывают меру поддержки

$$\varepsilon_i = \frac{1}{N-1} \sum_{j=1}^{N} \left[ \min\left(\frac{\Delta x_i}{\Delta x_j}, \frac{\Delta x_j}{\Delta x_i}\right) + \min\left(\frac{\Delta y_i}{\Delta y_j}, \frac{\Delta y_j}{y_i}\right) \right] / 2,$$

где  $j \neq i$ ; N – число пар сопоставленных ключевых точек;  $\Delta x_i = (x_{p,i} - x_{q,i}); \Delta y_i = (y_{p,i} - y_{q,i});$  $\Delta x_j = (x_{p,j} - x_{q,j}); \Delta y_j = (y_{p,j} - y_{q,j}); (x_{q,i}, y_{q,i})$ координаты точки *i* из набора ключевых точек первого изображения Q;  $(x_{q,j}, y_{q,j})$  – координаты точки *j* из набора Q;  $(x_{p,i}, y_{p,i})$  – координаты точки *i* из набора ключевых точек второго изображения P;  $(x_{p,j}, y_{p,j})$  – координаты точки *j* из набора P.

Из полного набора согласованных пар PQ формируется новый набор  $PQ_{opt}$ , включающий в себя пары с мерой поддержки  $\varepsilon_i = [0.9...1]$ , которым присваивается значение степени надежности Rd = 1. Для каждой пары связующих точек ( $PQ - PQ_{opt}$ ) рассчитывается новое значение  $\varepsilon_i$  с использованием набора  $PQ_{opt}$ . Величина степени надежности пар ( $PQ - PQ_{opt}$ ) принимается равной новому значению меры поддержки:  $Rd = \varepsilon'_i$ .

Целью алгоритма RANSAC служит идентификация коэффициентов геометрического преобразования. В данном исследовании используется перспективная трансформация (гомография):

$$\begin{pmatrix} x' \\ y' \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \\ 1 \end{pmatrix},$$

где x', y', 1 и x, y, 1 – координаты соответствующих точек на изображениях (одно изображение – опорное, другое – подлежит трансформации);  $\{h_{11}, \ldots, h_{33}\}$  – коэффициенты матрицы трансформации.

Шаги предложенного алгоритма RANSAC:

1. Случайным образом выбирается 5 точек из найденного набора, по которым рассчитывают параметры преобразования *T* и ошибку трансформации *E*:

$$T = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix};$$
$$E_i = \begin{pmatrix} x' \\ y' \\ 1 \end{pmatrix} - \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \\ 1 \end{pmatrix}.$$

2. Для текущего T высчитывают число пар P опорных точек (для которых ошибка трансформации не превосходит 3 пикселя), а также определяют среднюю оценку степени надежности:

$$D = 1/P \sum_{i=1}^{P} d_i$$

3. Этапы 1 и 2 повторяются *K* раз (*K* > 1000).

4. Составляются два ранжированных по убыванию (*P* и *D* соответственно) списка гипотез.

5. Выбирается гипотеза, имеющая наименьшую сумму номеров места в обоих списках.

6. Для выбранной гипотезы на основе опорных точек рассчитываются параметры преобразования.

7. Выбросы удаляются. Итерации проводятся до тех пор, пока все выбросы не будут исключены.

Предложенный метод позволяет формировать панорамы из низкодетальных изображений, не имеющих большого количества ключевых точек для согласования (рис. 4).

Коррекция яркости и контраста. Коррекция контраста эндоскопических изображений позволяет значительно повысить эффективность визуального и автоматического анализа и представляет одну из важнейших частей процесса предобработки.

Методы коррекции контраста можно разделить на глобальные и локальные. Глобальные методы используют одну функцию трансформации яркости для всех элементов изображения. Локальные методы применяют для каждого элемента изображения свою функцию преобразования яркости. Ее вид определяют на основе анализа окрестности, сформированной вокруг корректируемого элемента изображения. Учитывая основные особенности полученных эндоскопом изображений, а именно высокую вероятность одновременного присутствия светлых и темных областей, применение глобальных методов коррекции малоэффективно.

В рамках проводимого авторами исследования [11] было рассмотрено применение нелинейных глобальных методов – метода многомасштабного контрастирования [12], метода адаптивного нелинейного контрастирования (AINDANE) [13] и адаптивного метода повышения качества цветных изображений (LTSNE) [14], а также проведен анализ результатов контрастирования применительно к изображениям с выраженной неравномерностью контраста.

Все перечисленные методы основаны на учете локальных особенностей фрагментов изображения и использовании различных функций нелинейного преобразования яркости для каждого пикселя или области изображения.

Метод многомасштабного контрастирования основан на применении двух отличных друг от друга нелинейных функций трансформации в зависимости от знака разности между яркостью обрабатываемого пикселя и усредненной яркостью его окрестности. Последующее усреднение по трем разным масштабам окрестности учитывает особенности обрабатываемого изображения в различных спектральных диапазонах.





*Puc.* 4

Ключевая особенность двух адаптивных методов – одновременная коррекция яркостной характеристики и повышение контрастности. Методы близки между собой (строго говоря, LTSNE является развитием AINDANE) и имеют различие только на первом шаге – коррекции яркостной характеристики. В методе AINDANE этот шаг основан на использовании глобальной информации об изображении, в LTSNE – на анализе каждого фрагмента изображения, что позволяет реализовать адаптивную коррекцию яркости. На этапе контрастирования оба метода используют локальную информацию и дают возможность применять различные функции трансформации к каждому элементу изображения:

$$S(x, y) = 255I_{E_n}(x, y)^{E(x, y)};$$
$$E(x, y) = r(x, y)^K = \left[\frac{I_M(x, y)}{I(x, y)}\right]^K,$$

где S(x, y) – яркость пикселя после контрастирования;  $I_{E_n}(x, y)$  – нормированная яркость пикселя в изображении (после коррекции яркостной характеристики); r(x, y) – отношение значений яркости  $I_M(x, y)$  и I(x, y);  $I_M(x, y)$  – яркость фрагмента изображения после применения фильтра Гаусса; I(x, y) – яркость пикселя в исходном изображении; K – параметр, регулирующий глубину коррекции контраста. Для изображений с умеренными деградациями метод многомасштабного контрастирования обеспечивает достаточно высокое качество коррекции, и получаемые в результате изображения имеют высокий уровень эргономичности. Для выраженно сложных случаев, например для изображений с очень темными и очень светлыми участками одновременно, метод неэффективен. В подобных случаях оправдано применение метода LTSNE, который, как и AINDANE, позволяет скорректировать яркость, но, в отличие от последнего, обеспечивает более выраженный локальный контраст.

Однако одновременно с повышением контраста метод значительно подчеркивает шумовую составляющую, особенно на участках изображения с низкой детальностью. Для решения этой проблемы при проведении коррекции контраста было предложено максимально учитывать локальные особенности изображения на основе найденной функциональной зависимости между глубиной коррекции *K* и нормированной дисперсией яркости во фрагменте изображения [15]. Результат применения метода с адаптивной глубиной коррекции контраста представлен на рис. 5.

Важно подчеркнуть, что оба метода – и метод многомасштабного контрастирования, и метод с адаптивной глубиной коррекции, используют информацию о фрагменте изображения и на этой основе реализуют нелинейное усиление контраста, поэтому одновременно с усилением контраста увеличивается и резкость изображения.



Puc. 5

AS8407 00 52 AE 01 G:000 F:000 S:122(9.5) 0:007 r:002.015 g:001.000 b:001.194 02 00 AS8401 00 52 AE 01 G:009 F:001 S:555(100.0) 0:008 02 00

880482 98 82 AE 91 G:008 F:000 S:192(19.5) 0:007 F:002.015 g:001.000 b:001.194 82 88 880481 00 82 AE 91 G:009 F:001 S:05(100.0) 0:008 82 00 6

Автоматическая коррекция цвета. Цветокоррекция по критерию комфортности восприятия врача играет важную роль в повышении визуальной эргономичности эндоскопических изображений. В этом случае преобразование цветовых пространств должно осуществляться автоматически в соответствии с личными предпочтениями врача.

Метод матричной цветокоррекции основан на пересчете цветовых пространств с помощью матрицы линейного преобразования. Данная матрица позволяет любую координату цвета (например, координату *R*) в корректируемом изображении рассчитать как линейную комбинацию цветовых координат опорного изображения. Матрица включает 9 или 12 коэффициентов, оценка которых выполняется с помощью итерационного метода наименьших квадратов [16]–[18].

Матричная цветокоррекция предполагает, что тестовое изображение O, сформированное с учетом предпочтений пользователя, принимают как опорное и реализуют пересчет координат цветов на формируемом камерой изображении P так, чтобы их отличие от цветов опорного изображения было минимально. Пусть  $O = (O_{Ri}, O_{Gi}, O_{Bi})$  и  $P = (P_{Ri}, P_{Gi}, P_{Bi})$  – RGB-координаты *i*-го цвета изображений O и Pсоответственно. В таком случае скорректированное значение цветов  $\hat{O}_i$  можно получить с помощью матрицы линейного преобразования, состоящую из 9 коэффициентов:

$$O_{i} \approx \hat{O}_{i} = P_{i}A_{9};$$

$$A_{9} = \begin{bmatrix} \alpha_{1} & \alpha_{2} & \alpha_{3} \\ \beta_{1} & \beta_{2} & \beta_{3} \\ \gamma_{1} & \gamma_{2} & \gamma_{3} \end{bmatrix};$$

$$\begin{cases} \alpha_{1} + \beta_{1} + \gamma_{1} = 1; \\ \alpha_{2} + \beta_{2} + \gamma_{2} = 1; \\ \alpha_{3} + \beta_{3} + \gamma_{3} = 1. \end{cases}$$

Для определения параметров α<sub>i</sub>, β<sub>i</sub>, γ<sub>i</sub> необходимо минимизировать функцию ошибки, основанную на расстоянии между цветами опорного и формируемого изображений:

Func\_Err =  

$$= \sum_{i}^{N} \left\{ O_{Ri} - \left[ P_{Ri} + \alpha_2 \left( P_{Gi} - P_{Ri} \right) + \alpha_3 \left( P_{Bi} - P_{Ri} \right) \right]^2 + O_{Gi} - \left[ P_{Gi} + \beta_1 \left( P_{Ri} - P_{Gi} \right) + \beta_3 \left( P_{Bi} - P_{Gi} \right) \right]^2 + O_{Bi} - \left[ P_{Bi} + \gamma_1 \left( P_{Ri} - P_{Bi} \right) + \gamma_2 \left( P_{Gi} - P_{Bi} \right) \right]^2 \right\}, \quad (1)$$

где *N* – количество цветов, по которым осуществляется калибровка.

Минимизация функции ошибки позволяет определить коэффициенты  $\alpha_2, \alpha_3, \beta_1, \beta_3, \gamma_1, \gamma_2, a$  коэффициенты  $\alpha_1, \beta_2, \gamma_3$  могут быть найдены из условия (1) сохранения баланса белого.

Учет яркостных смещений между опорным и калибруемым изображениями может быть реализован расширением числа коэффициентов в матрице линейного преобразования до 12 коэффициентов и введением в вектор RGB-координат калибруемых цветов четвертой компоненты, равной единице. В этом случае преобразование цветовых пространств может быть представлено в матричной форме:

$$O \approx \hat{O} = [1P] A_{12},$$

где O – матрица RGB-координат цветов опорного изображения;  $\hat{O}$  – матрица RGB-координат цветов изображения P после пересчета; P – матрица RGB-координат цветов формируемого изображения;  $A_{12}$  – матрица линейного преобразования.

Если количество независимых цветовых координат в опорном изображении превышает 12, то для идентификации коэффициентов матрицы  $A_{12}$ , можно использовать метод наименьших квадратов:

$$A_{12} = \left( [1P]^{\mathrm{T}} [1P] \right)^{-1} [1P]^{\mathrm{T}} O.$$

Матричная цветокоррекция использует специальный тестовый набор цветов (как правило, стандартные цвета цветовых мишеней (Color Checker)), а коэффициенты коррекции определяются на основе разницы между RGB-координатами исходных цветов из тестового набора (опорного изображения) и реальных цветов из тестового набора, полученного с помощью камеры.

Для эндоскопических изображений актуальна так называемая пользовательская цветокоррекция. Этот вид цветокоррекции означает, что в скорректированных изображениях должны быть учтены предпочтения врача, например красный цвет не должен быть чисто красным. Он должен иметь некоторый оттенок желтого. Согласно данным "Olympus", требуется показать специалисту не красноватый, но желтоватый объект исследования [19]. Для решения сформулированной задачи был разработан набор специальных цветовых мишеней с изменениями в красных, темно-красных, желтых, красно-желтых и оранжевых цветах [20]. Это дало возможность сформировать набор предварительных настроек цветовой гаммы и обеспечить врачу возможность выбора режима, соответствующего его представлению о комфортном наблюдении.

Заключение. Описанные в статье алгоритмы применимы в системах поддержки принятия решений, основанных на обработке эндоскопических изображений. Обработка осуществляется в автоматическом режиме, требует минимальной настройки со стороны врача и обеспечивает повышение как визуального качества изображений, так и эффективность обработки методами автоматического анализа с целью повышения качества медицинской диагностики. Программная реализация предложенных методов позволяет обрабатывать эндоскопическое видео с разрешением 4К в режиме реального времени со скоростью около 30 кадров в секунду.

Наше исследование показало, что PSNR изображения, обработанного LTSNE и AINDANE, падает с 40 до 25 дБ на низкодетальных фрагментах изображения. Разработанный метод обеспечивает PSNR 35...38 дБ на тех же фрагментах обрабатываемых изображений. Для шага коррекции цвета мы предложили специальную процедуру пользовательской коррекции цвета, которая учитывает характеристики эндоскопических изображений и обеспечивает хорошую точность: среднее значение ошибки составляет 3.9 для цвета (менее 1.33 для каждой цветовой координаты (0.5 %)) и максимальное значение ошибки для одного цвета меньше 5.2.

Предложенный метод синтеза "мозаики" дает возможность получать панорамные изображения в условиях медицинских изображений с низкой детальностью со средней ошибкой сшивания менее 0.75 пикселей.

Рассмотренные методы обработки получили апробацию в рамках испытаний прототипа эндоскопической системы (гастроэнтероскопия), проводимой отделом медицинских приборов Корейского электротехнологического научно-исследовательского института.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Liedlgruber M., Uhl A. Computer-aided decision support systems for endoscopy in the gastrointestinal tract: A Review // IEEE Rev. in Biomed. Engin. 2011. Vol. 4. P. 73–88.

2. Münzer B., Schoeffmann K., Böszörmenyi L. Content-based proc. and analysis of endoscopic images and videos: A survey // Multimedia Tools and Applications. 2018. Vol. 77(1). P. 1323–1362.

3. Obukhova N., Motyko A. Image analysis in clinical decision support system // Computer Vision in Control Systems. Springer, 2017. P. 261–299.

4. Serra J., Salembier P. Mathematical morphology and its applications to image processing. Dordrecht, Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 1994. 368 p.

5. Shih T., Chang R. C. Digital inpainting – survey and multilayer image inpainting algorithms // Proc. of the Third Int'l Conf. on Information Technology and Applications (ICITA 2005), Sydney, Australia, 4–7 July 2005. Piscataway: IEEE, 2005. P. 15–24.

6. Sethian J. A fast marching level set method for monotonically advancing fronts // Proc. of the Natl. Acad. Sci., Washington, 20 Feb. 1996. P. 1591–1595.

7. Walree P. Distortion. URL: https://web.archive.org/ web/20160420093927/http://toothwalker.org:80/optics/ distortion.html (дата обращения 20.12.2018).

8. Hsu C. H., Miaou S. G., Chang F. L. A distortion correction method for endoscope images based on calibration patterns and a simple mathematic model for optical lens // Biomed. Engin. Appl., Basis & Communications. 2005. Vol. 17. P. 309–318.

9. Harris C., Stephens M. A Combined corner and edge detector // Proc. of the 4th Alvey Vision Conf., Manchester, UK. 1988. P. 147–151.

10. Hartley R., Zisserman A. Multiple view geometry in computer vision. cambridge university press, 2003. 561 p.

11. Obukhova N., Motyko A., Pozdeev A. Modern methods and algorithms in digital processing of endoscopic images // Proc. of Conf. of Open Innovations Association FRUCT and ISPIT, Helsinki, Finland, 6-10 Nov. 2017. Piscataway: IEEE, 2017. P. 260–267.

12. Vonikakis V., Andreadis I. Multi-scale image contrast enhancement // Proc. of the 10th Intl. Conf. on Control, Automation, Robotics and Vision. Hanoi, Vietnam, 17–20 Dec. 2008. Piscataway: IEEE, 2008. P. 856–861.

13. Tao L., Asari K. V. An adaptive and integrated neighborhood dependent approach for nonlinear enhancement of color images // SPIE J. of Electronic Imaging. 2005. Vol. 14(4). P. 1–14.

14. Arigela S., Asari V. A Locally tuned nonlinear technique for color image enhancement // WSEAS Trans. Signal Process. 2008. Vol. 4(8). P. 514–519.

15. Обухова Н. А., Поздеев А. А. Метод нелинейного контрастирования медицинских изображений // Сб. докл. 19-й Междунар. конф. "Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2017", Москва, 29–31 марта 2017. М., 2017. С. 521–524.

16. A new image calibration technique for colposcopic images. Medical imaging 2006: Image Processing / W. Li, M. S. Tompson, Y. Xiong, H. Lange; ed. by J. M. Reinhardt, J. P. W. Pluim // Proc. of SPIE. 2006. Vol. 6144, P. 227–239.

17. Pat. US 8027533 B2, Method of Automated Image Color Calibration, 2008.

18. Wolf S. color correction matrix for digital still and video imaging systems. Washington: National Telecommunications and Information Administration, 2003. 20 p.

19. Trust the colors with olympus true color LED. URL: https://www.olympus-lifescience.com/en/resources/white-papers/true-color-led (дата обращения 20.12.2018). 20. Обухова Н. А., Мотыко А. А. Процедура калибровки по цвету для мультиспектральной ТВ системы диагностики онкологических изменений шейки мат-

ки // Вопр. радиоэлектроники. Сер.: Техника телевидения. 2015. Вып. 4. С. 149–153.

Статья поступила в редакцию 19 октября 2018 г.

Обухова Наталья Александровна – доктор технических наук (2009), профессор (2004) кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 70 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы. E-mail: natalia172419@yandex.ru

*Мотыко Александр Александрович* – кандидат технических наук (2012), ассистент кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы.

E-mail: motyko.alexandr@yandex.ru

Поздеев Александр Анатольевич – аспирант, ассистент кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 10 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы.

E-mail: puches4@gmail.com

## REFERENCES

1. Liedlgruber M., Uhl A. Computer-Aided Decision Support Systems for Endoscopy in the Gastrointestinal Tract: A Review. IEEE Reviews in Biomedical Engineering. 2011, vol. 4, pp. 73–88.

2. Münzer B., Schoeffmann K., Böszörmenyi L. Content-Based Processing and Analysis of Endoscopic Images and Videos: A survey. Multimedia Tools and Applications. 2018, vol. 77(1), pp. 1323–1362.

3. Obukhova N., Motyko A. Image Analysis in Clinical Decision Support System. Computer Vision in Control Systems. Springer, 2017, pp. 261–299.

4. Serra J., Salembier P. Mathematical Morphology and Its Applications to Image Processing. Dordrecht, Netherlands: Kluwer Academic Publishers, 1994, 368 p.

5. Shih T., Chang R. C. Digital Inpainting – Survey and Multilayer Image Inpainting Algorithms. Proc of the Third Int'l Conf. on Information Technology and Applications (ICITA 2005), Sydney, Australia, 4–7 July 2005. Piscataway: IEEE, 2005, pp. 15–24.

6. Sethian J. A Fast Marching Level Set Method for Monotonically Advancing Fronts. Proc. of the Natl. Acad. Sci., Washington, 20 Feb. 1996, pp.1591–1595.

7. Walree P. Distortion. Available at: https://web. archive.org/web/20160420093927/http://toothwalker. org:80/optics/distortion.html (accessed 20.12.2018)

8. Hsu C. H., Miaou S. G., Chang F. L. A Distortion Correction Method for Endoscope Images Based on Calibration Patterns and a Simple Mathematic Model for Optical Lens. Biomedical Engineering Applications, Basis & Communications. 2005, vol. 17, pp. 309–318.

9. Harris C., Stephens M. A Combined Corner and Edge Detector. Proc. of the 4th Alvey Vision Conference, Manchester, UK, 1988, pp. 147–151.

10. Hartley R., Zisserman A. Multiple View Geometry in Computer Vision. Cambridge University Press, 2003, 561 p.

11. Obukhova N., Motyko A., Pozdeev A. Modern Methods and Algorithms in Digital Processing of Endoscopic Images. Proc. of Conference of Open Innovations

Received October, 19, 2018

Association FRUCT and ISPIT, Helsinki, Finland, 6-10 Nov. 2017. Piscataway, IEEE, 2017, pp. 260–267.

12.Vonikakis V., Andreadis I. Multi-Scale Image Contrast Enhancement. Proc. of the 10th Intl. Conf. on Control, Automation, Robotics and Vision. Hanoi, Vietnam, 17–20 Dec. 2008. Piscataway: IEEE, 2008, pp. 856–861.

13. Tao L., Asari K. V. An Adaptive and Integrated Neighborhood Dependent Approach for Nonlinear Enhancement of Color Images. SPIE Journal of Electronic Imaging. 2005, vol. 14(4), pp. 1–14.

14. Arigela S., Asari V. A Locally Tuned Nonlinear Technique for Color Image Enhancement. WSEAS Trans. Signal Process. 2008, vol. 4(8), pp. 514–519.

15. Obukhova N. A., Pozdeev A. A. *Metod nelineinogo kontrastirovaniya meditsinskikh izobrazhenii* [Nonlinear Contrast Method for Medical Images]. *Sbornik dokl. 19-i Mezhdunarodnoi konferentsii "Tsifrovaya obrabotka signalov i ee primenenie DSPA-2017"* [Proc. of 19th International Conference "Digital Signal Processing and Its Application DSPA-2017"]. 2017, pp 521–524. (In Russian)

16. Li W., Tompson M. S., Xiong Y., Lange H. A New Image Calibration Technique for Colposcopic Images. Medical Imaging 2006: Image Processing. Ed. by Joseph M. Reinhardt, Josien P. W. Pluim. Proc. of SPIE. 2006. Vol. 6144, pp. 227–239.

17. Patent US 8027533 B2, Method of Automated Image Color Calibration, 2008.

18. Wolf S. Color Correction Matrix for Digital Still and Video Imaging Systems. Washington: National Telecommunications and Information Administration, 2003, 20 p.

19. Trust the Colors with Olympus True Color LED. Available at: https://www.olympus-lifescience.com/en/ resources/white-papers/true-color-led (accessed 20.12.2018).

20. Obukhova N.A., Motyko A.A. Color Calibration Procedure for Multispectral TV System for Diagnosing Cervix Uterus Oncological Changes. *Voprosy radioelektroniki. Seriya: Tekhnika televideniya* [Questions Radio Electronics. Television Equipment]. 2015, vol. 4, pp. 149–153. (In Russian) *Natalia A. Obukhova* – D.Sc. in Engineering (2009), Professor (2004) of the Department of Television and Video Equipment of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 70 scientific publications. Area of expertise: digital image processing; applied television systems. E-mail: natalia172419@yandex.ru

*Alexander A. Motyko* – Ph.D. in Engineering (2012), Associate Professor of the Department of Television and Video Equipment of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: digital image processing; applied television systems. E-mail: motyko.alexandr@yandex.ru

*Alexander A. Pozdeev* – Postgraduate Student, Assistant of the Department of Television and Video Equipment of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 10 scientific publications. Area of expertise: digital image processing; applied television systems.

E-mail: puches4@gmail.com

### Радиолокация и радионавигация

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-66-74 УДК 621.396.6

> А. С. Маругин, В. К. Орлов, Р. Р. Хазиахметова Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

## ПОИСК ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Аннотация. Объектом исследования является процедура поиска сигнала радионавигационной системы наземного базирования, использующей шумоподобные дискретные сигналы с большой базой. Проведен сравнительный анализ качественных показателей поиска сигнала как наиболее трудоемкой и времязатратной процедуры при различных модуляционных форматах навигационного сигнала в наихудших для потребителя условиях и при ограниченном частотном ресурсе, выделенном системе.

Повышение спектральной эффективности сигналов, используемых радиотехническими системами (РТС) в условиях жестких требований обеспечения электромагнитной совместимости, практически реализуемо разумным выбором способа манипуляции шумоподобного сигнала (ШПС). В связи с этим особую значимость приобретают полосно-эффективные способы манипуляции ШПС, для которых достигается постоянство огибающей сигнала. Среди методов формирования ШПС наиболее распространены фазовые, амплитуднофазовые и амплитудные. Однако колебания последних двух названных методов предъявляют повышенные требования к линейности приемного и передающего трактов РТС и не позволяют достичь единичного значения пик-фактора, т. е. равенства средней и мгновенной мощностей излучаемого сигнала, что приводит к снижению эффективности утилизации энергоресурса системы. Поэтому для формирования ШПС в первую очередь должна быть рассмотрена фазовая манипуляция (ФМ) и как альтернатива ей – минимальная частотная манипуляция (МЧМ).

Проанализирована полосная эффективность ШПС с МЧМ и ФМ, получены соотношения для среднего максимального времени поиска навигационного сигнала (средней продолжительности поисковой процедуры в наихудших для потребителя навигационной информации условиях) при фиксированной вероятности правильного завершения поиска. Сопоставлены качественные показатели поисковой процедуры для МЧМ и ФМ при одинаковой полосной эффективности и одинаковой длительности элементарных символов.

По результатам анализа показано, что в условиях равноценных ограничений на занимаемый частотный диапазон и при одинаковых требованиях к достоверности поисковой процедуры поиск МЧМ ШПС эффективен и осуществим при существенно меньших временны́х затратах, чем ШПС с традиционной бинарной ФМ.

Ключевые слова: радионавигационная система, минимальная частотная манипуляция, фазовая манипуляция, радиомаяк, радионавигационный параметр, шумоподобный сигнал, электромагнитная совместимость, периодические дискретные сигналы

**Для цитирования:** Маругин А. С., Орлов В. К., Хазиахметова Р. Р. Поиск широкополосного сигнала радионавигационной системы // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 66–74. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-66-74

> Aleksey S. Marugin, Vladimir K. Orlov, Rumiya R. Khaziakhmetova Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" 5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

## RADIO NAVIGATION SYSTEM BROADBAND SIGNAL SEARCH

**Abstract.** The study object is the search procedure for a ground-based radionavigation system signal using noise-like discrete signals with a long baseline. A comparative analysis of the signal search quality indicators is carried out, which is

the most time-consuming procedure with different navigation signal modulation formats in the worst-case conditions and with a limited frequency resource allocated to the system.

Bandwidth efficiency of noise-like signals (NLS) with phase shift keying (PSK) and minimal frequency shift keying (MFSK) are analyzed. Relations are obtained for the average maximum search time of the navigation signal with a fixed probability of correct search completion. The qualitative indicators of the search procedure for PSK and MFSK are compared for the same band pass effectiveness and elementary symbol duration.

The analysis results show that under the conditions of equal restrictions on the occupied frequency range and the same requirements for the search procedure reliability, NLS MFSK search is effective and implementable at much lower time costs than NLS with traditional binary PSK.

**Key words:** radionavigation system, minimum frequency shift keying, phase shift keying, radio beacon, radio navigation parameter, noise-like signal, electromagnetic compatibility, periodic discrete signals

**For citation**: Marugin A. S., Orlov V. K., Khaziakhmetova R. R. Radio Navigation System Broadband Signal Search. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 66–74. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-66-74 (In Russian)

Введение. Современные тенденции развития радиотехнических систем координатометрии состоят в динамичном развитии и проникновении на потребительский рынок радионавигационных систем (РНС) космического базирования [1]. Достижение практически потенциальных точностных характеристик, возможность круглосуточного всепогодного и глобального определения координат, декларируемые разработчиками и производителями системы GPS (NAVSTAR), созданной в США, и российской системы ГЛОНАСС, предопределили высокую востребованность этих РНС.

Одновременно со становлением и развитием средств координатометрии продолжается дальнейшее усовершенствование РНС наземного базирования, к показателям которых в настоящее время предъявляются существенно более жесткие требования, чем к тактико-техническим характеристикам систем, разработанных до создания РНС ГЛОНАСС и GPS.

Наземные РНС в настоящее время могут являться высокоэффективным средством, дающим возможность многочисленным гражданским и военным пользователям реализовывать сложные задачи позиционирования (как независимо, так и при комплексировании с космическими РНС) [2]-[4]. Особенная значимость современных наземных РНС предопределяется: достижимой высокой точностью измерения пространственных и скоростных координат пользователей, необходимых при решении задач как военного, так и гражданского характера; большим радиусом действия; скрытностью систем, высокой крипто- и имитостойкостью; высокой мобильностью и оперативностью установки геодезически привязанных радиомаяков систем; сравнительно невысокой стоимостью эксплуатации и изготовления, чрезвычайно большой устойчивостью при возникновении локальных и глобальных военных конфликтов.

Целью исследований, представленных настоящей статье, является сопоставление модуляционных форматов навигационных сигналов как традиционно применяемых в современных радионавигационных системах позиционирования (бинарная фазовая манипуляция), так и обладающих высокой эффективностью использования частотного ресурса (минимальная частотная манипуляция), с точки зрения осуществления наиболее ресурсоемкой процедуры поиска сигнала РНС. Исследования осуществлялись для наиболее неблагоприятной для потребителей ситуации нахождения сжатого при обработке навигационного сигнала в конце априорного интервала неопределенности по времени. В этом случае в роли количественных показателей, характеризующих эффективность поисковой процедуры, выступает среднее максимальное время поиска  $\overline{t}_{n \max}$  при заданной

вероятности правильного завершения Р<sub>пр</sub>.

Поиск широкополосного сигнала РНС. Основная проблема современных и разрабатываемых перспективных РНС состоит в гарантированном предоставлении многочисленным потребителям этих систем возможности получить высокоточное решение задачи координатометрии при одновременной реализации высокой скрытности, помехозащищенности, электромагнитной совместимости (ЭМС) и криптозащищенности с одновременно существующими в эфире радиосистемами.

Вся совокупность показателей может быть реализована лишь при использовании для навигационных измерений дискретных шумоподобных сигналов (ШПС), которые помимо возможности достижения потенциальных тактических показателей системы позволяют существенно улучшить энергетический режим передающей аппаратуры, обеспечивая единичное значение пик-фактора, т. е. равенство пиковой и средней излучаемых мощностей, благодаря чему в значительной мере снижаются требования к линейности выходных каскадов передатчика.

Шумоподобными (сложными, широкополосными) сигналами называют колебания, напоминающие реализации широкополосного случайного процесса, т. е. такие, у которых интервал корреляции значительно меньше длительности самого сигнала [8]. Сигналы РНС как наземного, так и космического базирования, таких, как Декка, Омега, Транзит и др., не соответствующие широкополосной концепции, концентрирующие энергию навигационных колебаний в узком спектральном диапазоне, в значительной степени не обеспечивают значения параметров, соответствующие современным жестким требованиям [1].

Радионавигационные сигналы широкополосных РНС формируются за счет дополнительной кодовой модуляции, поэтому для их передачи необходима существенно бо́льшая частотная полоса. Распределение энергии навигационного колебания по времени и по спектру и придание ему сходства с реализациями широкополосного случайного процесса позволяет свести к минимуму признаки и последствия наличия в эфире РНС. Это соответствует интересам радиосистем, для которых характерна задача повышения скрытности (анонимности) работы, поскольку сокрытие спектра навигационного сигнала под спектром естественных шумов затрудняет его обнаружение. Кроме того, системы, соседствующие в отведенном частотном ресурсе, не воздействуя друг на друга сильными импульсными помехами улучшает их ЭМС, что повышает шансы на взаимное бесконфликтное сосуществование. Наконец, при эффективном кодировании доступ к навигационной информации могут получить только санкционированные потребители. Использование ШПС позволяет практически достичь потенциальной точности одновременного измерения дальности и скорости динамичных объектов.

В настоящее время известны как наземные, так и космические РНС, работающие в различных частотных диапазонах и использующие для местоопределения пользователей ШПС. Базовые показатели ряда из них представлены в табл. 1.

Наиболее перспективное направление интеграции наземных и космических РНС связано с синхронизацией временной и частотной шкал наземных радиомаяков по сигналам навигационных спутников. Примером этого могут служить РНС LORAN-С (отечественный аналог – РНС "Чайка"), GeoLoc (Франция) и разрабатываемая российская РНС "Спрут", использующие ШПС. Реализация синхронизации наземных станций по сигналам навигационных спутников оказалась возможной благодаря созданию стандартов времени и частоты с относительной нестабильностью менее 10<sup>-13</sup>, что позволяет излучать навигационные сигналы синхронно в результате привязки к единой шкале времени [1]–[8].

Развитие современных широкополосных РНС характеризуются освоением эффективных видов модуляции сигналов, в наибольшей степени отвечающих возросшим требованиям к тактико-техническим характеристикам таких систем. Тем не менее, в силу сложившихся стереотипов наиболее распространенными среди сигналов радиоизмерительных систем, эксплуатируемых в настоящее время, остаются ШПС с бинарной фазовой манипуляцией (ФМ), чрезвычайно неэкономно использующие частотный диапазон. Проведенный в [8]-[15] анализ перспективных видов модуляции позволяет сделать вывод, что конкуренцию указанному способу модуляции навигационного сигнала может составить минимальная частотная манипуляция (МЧМ), которая практически полностью (в типичном диапазоне требований МККР) реализует потенциал использования отведенного участка радиочастотного спектра при умеренной сложности построения аппаратуры формирования и обработки подобных сигналов.

Далее в настоящей статье проведено сопоставление качественных показателей работы РНС, использующих указанные виды модуляции, по критерию трудоемкости осуществления поисковой процедуры.

Таблица	1

Название РНС	Страна- разработчик	Частотный диапазон	Дальность, км	Точность, м	Источник информации
Spot	США	1.61.8 МГц	740	До 10	[1]
GeoLoc	Франция	2 МГц	1000	$2+1.5\cdot 10^{-5}R$	[4]
"Спрут"	Россия	23 МГц	1000	До 10	[1], [6]
GPS	США	1.2/1.5 ГГц	Глобальная РНС	10/100	[1]
ГЛОНАСС	Россия	1.101.61 ГГц	Глобальная РНС	510	[7]

Одной из важных задач, решаемых приемоизмерительной аппаратурой РНС, является поиск сигналов, эффективность которого во многом определяет такие характеристики системы, как время вхождения в синхронизм с сигналом передающей станции и время до первой обсервации. Процедура поиска по существу сводится к грубому (с погрешностью, приемлемой для последующего ввода следящих измерителей) измерению временно́го положения сигнала в заданном априорном интервале в предположении, что сигнал в этом интервале присутствует [16].

Широко известны разнообразные подходы к анализу поисковых процедур, а также их параметрической оптимизации с целью снижения временны́х затрат при фиксированной вероятности правильного результата и ограниченном аппаратном ресурсе [1], [8], [16]. В то же время проблема выбора полосно-эффективного способа манипуляции навигационного сигнала дает повод вернуться к решению задачи поиска сигнала и выявить среди ФМ и МЧМ ШПС предпочтительный с точки зрения показателей эффективности указанной процедуры.

Учитывая, что точность определения временного положения при поиске невелика, допустимо считать, что в пределах априорного интервала протяженности T<sub>a</sub> сигнал может занимать конечное число позиций  $\tau_i = (i-1)T_{\rm III}$ , где  $T_{\rm III}$  – Шаг поиска. Тогда  $m = T_{\rm a} / T_{\rm III}$  – число анализируемых на априорном интервале точек. Оптимальным правилом распознавания, максимизирующим вероятность правильного решения, в этом случае будет одновременное вычисление значений корреляций между сигналами передающих станций и опорными сигналами приемника для всех *т* позиций и принятие решения по наибольшему из них. Однако при больших значениях *m*, характерных для радионавигации, реализация подобной процедуры может оказаться затруднительной. Поэтому на практике наибольшее распространение получили алгоритмы поиска, в которых за факт наличия сигнала в *i*-й точке принимается превышение порога соответствующим корреляционным интервалом. При этом могут использоваться параллельный, параллельно-последовательный и последовательный способы поиска [16].

Рассмотрим простейшую из поисковых процедур – последовательную (одноканальную) с фиксированным временем анализа в точке  $t_a$ . При этом устройство поиска реализуется с наименьшими аппаратно-программными затратами, а процедура поиска сводится к поочередному, шаг за шагом, просмотру *т* точек априорного интервала. Каждый шаг этого просмотра реализуется как классическая задача обнаружения отрезка ШПС фиксированной длительности T<sub>a</sub>, и первое же решение об обнаружении сигнала в какой-либо точке завершает процедуру поиска. При рассмотрении будем ориентироваться на ситуацию, когда сигнал имеет максимально возможное априори запаздывание (находится на правом краю априорного интервала). При этом показателем эффективности поисковой процедуры может служить среднее максимальное время поиска  $\overline{t}_{\text{п max}}$  при фиксированной вероятности правильного исхода P<sub>пр</sub>, т. е. временные затраты, вычисленные с учетом возможности ошибочного результата поиска (остановки в точке, не содержащей сигнала) и повторных циклов поиска (пропусков сигнала, после которых априорный интервал просматривается вновь). Выражение для  $\overline{t}_{\Pi}$  max при условии, что сигнал занимает лишь одну *т*-ю точку временного априорного интервала, приведено в [16].

Такой подход адекватен ситуации, когда длительность T<sub>s</sub> автокорреляционной функции (АКФ) элементарного дискрета ШПС меньше шага поиска *Т*<sub>Ш</sub>. Далее рассмотрено обобщение результатов [16] на случай, когда  $T_s \ge T_{\rm III}$ , т. е. "сигнальными" являются несколько точек априорного интервала, сосредоточенных на его правом краю (рис. 1). Поскольку МЧМ представима как разновидность ФМ [8], спецификой которой является косинусоидальная форма элементарных импульсов, следующих друг за другом с перекрытием, при законах кодирования ШПС, обеспечивающих пренебрежимый уровень боковых лепестков АКФ, различие показателей поиска для МЧМ и ФМ может быть обусловлено лишь разной формой основного лепестка АКФ каждого из них.

Пусть сигнал расположен в точке с запаздыванием  $\tau_c$  и допустимой ошибкой считается его обнару-



жение в интервале шириной  $\Delta$ , симметричном относительно  $\tau_c$  (рис. 1). Тогда правильным окончанием поиска считается обнаружение сигнала в точках области обнаружения, принадлежащих интервалу  $T_0 = (\tau_c - \Delta/2, \tau_c + \Delta/2)$ , а ложным – его обнаружение в остальных точках  $T_a$ . Вероятность окончания поиска на одном цикле, т. е. при однократном анализе *m* точек априорного интервала, определяется как

$$P_{\rm II} = 1 - (1 - \alpha)^{(m-n)} \prod_{k=1}^{n} \beta_k, \qquad (1)$$

а вероятность правильного окончания поиска на одном цикле – как

$$P_{\text{u,np}} = (1 - \alpha)^{(m-n)} \prod_{k=1}^{l} \beta_k \left( 1 - \prod_{k=l+1}^{n} \beta_k \right), \quad (2)$$

где  $\alpha$  – вероятность ложной тревоги в точках отсутствия сигнала;  $\beta_k$  – вероятность пропуска сигнала в *k*-й сигнальной точке; *n* и *l* – номера сигнальных точек, в которых обнаружение сигнала принимается за ложное и правильное (окончание поиска) соответственно.

На основании (1) и (2) вероятность правильного окончания поиска составляет:

$$P_{\rm np} = P_{\rm u,np} \sum_{j=1}^{\infty} (1 - P_{\rm u})^{j-1} = \frac{P_{\rm u,np}}{P_{\rm u}} = \frac{(1 - \alpha)^{(m-n)} \prod_{k=1}^{l} \beta_k \left(1 - \prod_{k=l+1}^{n} \beta_k\right)}{1 - (1 - \alpha)^{(m-n)} \prod_{k=1}^{n} \beta_k}.$$
 (3)

На каждом цикле может произойти одно из трех событий: ложное окончание поиска, правильное окончание поиска и незавершение поиска с вероятностями  $P_{\text{Ц,Л}}$ ,  $P_{\text{Ц,Пр}}$ ,  $P_{\text{Ц,H}}$  соответственно. Требуемой высокой достоверности поиска  $P_{\text{пр}} \approx 1$  можно достичь лишь при  $P_{\text{Ц,Л}} \ll P_{\text{Ц,Пр}}$ . Кроме того на практике, как правило, ширина априорного интервала  $T_a$  значительно превышает протяженность основного пика АКФ ШПС. Поэтому средняя длительность одного цикла поиска  $\overline{t_{\text{Ц}}} \approx mt_a$ , где  $t_a$  – время анализа в одной точке.

Учитывая, что  $\overline{t}_{\Pi \max} = \overline{n}_{\Pi} \overline{t}_{\Pi} (\overline{n}_{\Pi} = 1/P_{\Pi} - \text{сред$ нее число циклов до завершения поиска [16]), имеем:

$$\overline{t}_{\Pi \max} = \frac{mt_a}{1 - (1 - \alpha)^{(m-n)} \prod_{k=1}^n \beta_k} \approx \frac{mt_a}{1 - \prod_{k=l+1}^n \beta_k},$$

где в последнем приближении вновь использовано требование близости *P*<sub>пр</sub> к единице, т. е.

$$P_{\text{ц.л}} = 1 - (1 - \alpha)^{(m-n)} \prod_{k=1}^{l} \beta_k - \kappa$$
 нулю.

Время анализа в точке  $t_a = q^2/\gamma$ , где q – отношение "сигнал/шум" на выходе устройства сжатия ШПС;  $\gamma$  – энергетический потенциал радиолинии – отношение средней мощности ШПС к двусторонней спектральной плотности аддитивного гауссовского шума на входе приемного устройства. Тогда:

$$\overline{t}_{\Pi \max} = \frac{q^2 m}{\gamma \left( 1 - \prod_{k=l+1}^{n} \beta_k \right)}.$$
(4)

На основании (3) и (4) проведены расчеты зависимости  $\overline{t}_{\Pi \max} / (m/\gamma) = f(q, P_{\Pi p})$  для МЧМ и ФМ ШПС. При этом для заданного значения отношения "сигнал/шум" q на выходе устройства сжатия значения  $\alpha$  и  $\beta_k$  ( $k = \overline{1, n}$ ) подбирались таким образом, чтобы сохранить неизменной вероятность правильного завершения поиска  $P_{\Pi p}$ .

Поскольку в радионавигации при осуществлении операции поиска сигнал представим последовательностью импульсов с неизвестной начальной фазой, то вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала в *k*-й сигнальной точке определяются соотношениями

$$\alpha = \exp(-R^2/2); \ \beta_k = Q(R, q_k),$$

где R – нормированный к среднеквадратическому значению шума на выходе устройства сжатия ШПС порог обнаружения;  $Q(R, q_k)$  – табулированная функция распределения Рэлея–Райса (функция Маркума);  $q_k$  – отношение "сигнал/шум" в k-й сигнальной точке.

При расчетах использовалось представление функции Маркума в виде ряда [17], [18]:

$$Q(x, y) = 1 - \exp\left[-\left(x^2 + y^2\right)/2\right] \times \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(x^2/2\right)^k}{k!} \sum_{n=0}^k \frac{\left(y^2/2\right)^n}{n!}.$$

Допустимая ошибка поиска  $\Delta$  для обоих типов рассматриваемых ШПС полагалась равной длительности элементарной посылки МЧМ-сигнала  $T_{MЧM}$ .

На рис. 2 приведена структурная схема алгоритма расчета качественных показателей поисковой процедуры. Выполнение алгоритма сводится к отысканию значений  $\alpha$  и  $\beta_k$ , удовлетворяющих требуемому значению вероятности правильного завершения поиска  $P_{\rm пpp}$  с заданной точностью  $\varepsilon$ . Задача решается за счет изменения порогового уровня обнаружителя, который итерационно увеличивается от 0 до значения, гарантирующего выполнение условия  $P_{\rm пpp} < P_{\rm np}$ . Для достижения заданной точности используется метод дихотомии, благодаря чему удается приблизиться к значению порога, удовлетворяющему условию  $\left|P_{\rm npp} - P_{\rm np}\right| < \varepsilon$ . Далее для найденных значений  $\alpha$ 





и  $\beta_k$  рассчитывается максимальная продолжительность поисковой процедуры  $\overline{t_{n}}_{max}$ .

На рис. З представлены зависимости  $\overline{t}_{\Pi \max} / (m/\gamma) = f(q, P_{\Pi p})$ для МЧМ (кривые *l*) и ФМ (кривые 2) ШПС при  $P_{\rm пр} = 0.99$  (сплошные линии) и 0.999 (штриховые линии) и условии концентрации 99 % энергии сигналов в одной и той же полосе частот. Для соблюдения последнего условия длительности элементарных импульсов как  $T_{\Phi M} = 16.7 T_{M \Psi M}$ . должны соотноситься Значительно большее время поиска ФМ ШПС по сравнению с МЧМ объясняется заметно большей шириной основного пика АКФ ФМ-сигнала по сравнению с МЧМ-сигналом при одинаковой полосе частот. Последнее при одинаковой точности поиска  $\Delta$  приводит к возрастанию вероятности ложного окончания поиска в сигнальных точках, не принадлежащих интервалу Т<sub>0</sub>. При этом для сохранения равной с МЧМ вероятности правильного окончания поиска Рпр требуется увеличение отношения "сигнал/шум", т. е. времени анализа в точке.

Преимущество МЧМ ШПС (меньшее значение  $\overline{t}_{\text{п max}}$ ) сохраняется и при условии постоянства длительности элемента  $T_{\text{III}} = T_{\Phi M} = T_{\text{МЧМ}}$  и одинаковом в силу этого числе точек анализа *m* (рис. 4). Это объясняется большей "прямоугольно-





Таблица 2

		m					
Режим	Рпр	100	200	500	1000	2000	5000
	, î			1	1		
$T_{\Phi M} =$	0.99	60.01	55.68	50.94	47.84	45.11	42.14
$=16.7T_{MYM}$	0.999	80.13	75.59	71.55	67.95	64.71	61.77
$T_{\Phi M} =$	0.99	2.41	2.41	2.41	2.41	2.41	2.41
$=T_{MYM}$	0.999	2.41	2.41	2.41	2.41	2.41	2.41

стью" основного пика АКФ МЧМ-сигнала (рис. 5, маркерами отмечены точки, где принимаются решения об окончании или продолжении поиска при  $T_{\rm \Phi M} = T_{\rm M \Psi M}$  и наихудшей с точки зрения потребителя фазировке опорного и принятого сигналов).

Расчеты, проведенные при m = 500 и 2000, показали, что характер зависимостей

$$\overline{t}_{\Pi \max} / (m/\gamma) = f(q, P_{\Pi p})$$

для обоих типов манипуляции остается тем же, что и на рис. 3, 4, в широком диапазоне значений *m*.

В табл. 2 приведены значения выигрыша во времени поиска  $\eta = \overline{t}_{\Pi \max} \frac{1}{\Phi} / \overline{t}_{\Pi \max} \frac{1}{\Phi}$  при замене ФМ на МЧМ ШПС для различных значений числа анализируемых точек интервала априорной неопределенности по времени *m* при заданной вероятности правильного завершения процедуры  $P_{\Pi p}$  и рассмотренных ранее в статье режимах равной полосной эффективности и равной длительности элементарного символа ФМ и МЧМ ШПС. Итак, в условиях равноценных ограничений на занимаемый частотный диапазон и при одинаковых требованиях к достоверности поисковой процедуры поиск МЧМ ШПС осуществим при существенно меньших временны́х затратах, чем ШПС с традиционной бинарной ФМ.

Заключение. Подводя итоги можно отметить, что наземные РНС на сегодняшний день представляют собой эффективное средство, дающее возможность многочисленным гражданским и военным пользователям выполнять (как независимо, так и при комплексировании с космическими системами) сложные задачи определения пространственных и скоростных координат. Необычайная значимость этих систем предопределена достижением практически потенциальной точности измерения координат пользователей, необходимой для решения ряда задач как военного, так и гражданского характера. Все эти требования могут быть реализованы на основе использования в качестве навигационных колебаний дискретных ШПС. С другой стороны, при перегруженности эфира многочисленными колебаниями различных радиотехнических систем весьма актуальным требованием является эффективность использования частотного ресурса.

В результате исследований получены соотношения для среднего максимального времени поиска навигационного сигнала при фиксированной вероятности правильного завершения поиска. По полученным соотношениям сопоставлены качественные показатели поисковой процедуры для МЧМ и ФМ ШПС при одинаковой полосной эффективности и одинаковой длительности элементарных символов. Показано, что МЧМ в любых условиях обеспечивает меньшее время поиска в сравнении с ФМ. При этом выигрыш от использования навигационных колебаний с МЧМ может достигать более чем 80 раз при одинаковой полосной эффективности, а в случае одинаковой длительности элементарных символов ШПС выигрыш достигает практически 2.5 раз.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиотехнические системы / под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Изд центр "Академия", 2008. 592 с.

2. Бондаренко В. Н., Кокорин В. И. Широкополосные радионавигационные системы с шумоподобными частотно-манипулированными сигналами. Новосибирск: Наука, 2011. 260 с.

3. Marehal A. W. Spot Radiopositioning System as a Range-Limiting Factor // Sea Technology. 2013. Vol. 26, № 3. P.16–18.

4. Nard G. Geoloc. Spread Spectrum Concept Applied in New Accurate Medium-Long Range Radiopositioning System. Nantes: Sercel, 2015. 72 p.

5. Сафонов А. В. Повышение точности местоопределения радионавигационных систем средневолнового диапазона: автореф. дис. ... канд. техн. наук / Моск. акад. рынка труда и информационных технологий. М., 2004. 26 с.

6. Хазиахметова Р. Р. Широкополосная концепция в современных системах радионавигации // НТК "Наука настоящего и будущего", СПб., 22–24 марта 2018. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2018. С. 278–282.

7. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. 4-е изд. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.
Известия вузов России. Радиоэлектроника. № 6/2018

8. Ипатов В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. М.: Радио и связь, 1992. 152 с.

9. Хачатурян А. Б. Синтез спектрально-эффективных сигналов для навигационных интерфейсов нового поколения: автореф. дис. ... канд. техн. наук / СПбГЭТУ "ЛЭТИ". СПб., 2014. 19 с.

10. Макаров С. Б., Цикин И. А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. М.: Радио и связь, 1988. 304 с.

11. Прокис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

12. Ипатов В. П., Хачатурян А. Б. Эффективность спектрально-компактных сигналов с учетом преднамеренных и межсистемных помех // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. № 4. С. 6–11.

13. URL: http://digteh.ru/UGFSvSPS/modul/MSK/ (дата обращения 21.08.2018).

14. Ipatov V. P., Shebshaevich B. V. Designing Spectrurn-Compact Signals for Satellite Navigation Air Inter-

Статья поступила в редакцию 12 октября 2018 г.

face / Proc. of the 5th China Satellite Navigation Conf. CSNC'2014, Nanjing, China, May 21–23 2014,. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2014. P. 112–118.

15. Ипатов В. П., Игнатьев Ф. В., Хачатурян А. Б. Модуляция с непрерывной фазой как инструмент улучшения компактности спектра сигналов спутни-ковой навигации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. № 4. С. 28–36.

16. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах / под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Сов. радио, 1975. 296 с.

17. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). М.: Наука, 1974. 720 с

18. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами / под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. М.: Наука, 1979. 832 с.

*Маругин Алексей Сергеевич* – кандидат технических наук (1994), доцент (2000) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 40 научных публикаций. Сфера научных интересов – статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов. E-mail: asm etu@mail.ru

**Орлов Владимир Константинович** – кандидат технических наук (1984), профессор (2017) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация и радионавигация; теория связи.

E-mail: v.k.orloff@gmail.com

Хазиахметова Румия Равильевна – студентка 4-го курса бакалавриата по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – широкополосные системы радионавигации и передачи данных; теория сигналов. E-mail: rumik.08.97@gmail.com

### REFERENCES

1. Radiotekhnicheskie sistemy [Radio systems]. Ed. by Yu. M. Kazarinov. Moscow, *Akademiya*, 2008, 592 p. (In Russian)

2. Bondarenko V. N., Kokorin V. I. Shirokopolosnye radionavigatsionnye sistemy s shumopodobnymi chastotnomanipulirovannymi signalami [Broadband Radionavigation Systems with Noise-Like Frequency-Manipulated Signals]. Novosibirsk, Nauka, 2011, 260 p. (In Russian)

3. Marehal A. W. Spot Radiopositioning System as a Range-Limiting Factor. Sea Technology. 2013, vol. 26, no. 3, pp.16–18.

4. Nard G. Geoloc. Spread Spectrum Concept Applied in New Accurate Medium-Long Range Radiopositioning System. France: Sercel, 2015, 72 p.

5. Safonov A. V. Povyshenie tochnosti mestoopredeleniya radionavigatsionnykh sistem srednevolnovogo diapazona. Avto-ref. diss. ... kand. tekhn. Nauk [Improving Accuracy of Positioning for Medium Wave Range Radio Navigation Systems]. Moscow, 2004, p. 26. (In Russian) 6. Khaziakhmetova R. R. Shirokopolosnaya kontseptsiya v sovremennykh sistemakh radionavigatsii [Broadband Concept in Modern Radio Navigation Systems]. STC "Science of the present and future" 22–24 march 2018. Collection of conference materials, 2018, pp. 278–282. (In Russian)

7. *GLONASS. Printsipy postroeniya i funktsionirovaniya* [GLONASS. Principles of Construction and Functioning]. Ed. by A. I. Perov, V. N. Kharisov. 4th ed. Moscow, *Radiotekhnika*, 2010, 800 p. (In Russian)

8. Ipatov V. P. *Periodicheskie diskretnye signaly s optimal'nymi korrelyatsionnymi svoistvami* [Periodic Discrete Signals with Optimal Correlation Properties]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1992, 152 p. (In Russian)

9. Khachaturyan A. B. Sintez spektral'no-effektivnykh signalov dlya navigatsionnykh interfeisov novogo pokoleniya. Avtoref. diss. ... kand. tekhn.nauk [Synthesis of Spectral-Efficient Signals for New-Generation Navigation Interfaces]. SPb., izd-vo SPbGETU "LETI", 2014, p. 19. (In Russian) 10. Makarov S. B., Tsikin I. A. Peredacha diskretnykh soobshchenii po radiokanalam s ogranichennoi polosoi propuskaniya [Discrete Message Transmission over Radio Channels with Limited Bandwidth]. Moscow, Radio i svyaz', 1988, 304 p. (In Russian)

11. Prokis Dzh. *Tsifrovaya svyaz'* [Digital Communication]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 2000, 800 p. (In Russian)

12. Ipatov V. P., Khachaturyan A. B. Efficiency of Spectral-Compact Signals in View of Intentional and Intersystem Noise. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2015, no. 4, pp. 6–11. (In Russian)

13. Available at: http://digteh.ru/UGFSvSPS/modul/MSK/ (accessed 21.08.2018)

14. Ipatov V. P., Shebshaevich B. V. Designing Spectrurn-Compact Signals for Satellite Navigation Air Interface. Proc. of the 5th China Satellite Navigation Conference CSNC'2014, Nanjing, China, May 21-23 2014, pp. 112–118.

15. Ipatov V. P., Ignatiev F. V., Khachaturyan A. B. Continuous Phase Modulation as a Tool for Improving

Satellite Navigation Signals Spectrum Compactness. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2012, no. 4, pp. 28–36. (In Russian).

16. Poisk, obnaruzhenie i izmerenie parametrov signalov v radionavigatsionnykh sistemakh [Search, Detection and Measurement of Signal Parameters in Radio Navigation Systems]. Ed. by Yu. M. Kazarinov. Moscow, *Sov. radio*, 1975, 296 p. (In Russian)

17. Korn G., Korn T. *Spravochnik po matematike (dlya nauchnykh rabotnikov i inzhenerov)* [Mathematics Handbook (for Scientists and Engineers)]. Moscow, *Nauka*, 1974, 720 p. (In Russian)

18. Spravochnik po spetsial'nym funktsiyam s formulami, grafikami i matematicheskimi tablitsami [Special Functions Handbook with Formulas, Graphs and Mathematical Tables]. Ed. by M. Abramovits, I. Stigan. Moscow, Nauka, 1979, 832 p. (In Russian)

Received October, 12, 2018

*Aleksey S. Marugin* – Ph.D. in Engineering (1994), Associate Professor (2000) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: statistical communication theory; broadband radar, radionavigation and data transmission systems; signal theory.

E-mail: asm\_etu@mail.ru

*Vladimir K. Orlov* – Ph.D. in Engineering (1984), Associate Professor (1994), Professor (2017) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: radar and radio navigation; communication theory. E-mail: v.k.orloff@gmail.com

**Rumiya R. Khaziakhmetova** – Bachelor's Degree student of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 1 scientific publications. Area of expertise: broadband radionavigation and data transmission systems; signal theory.

E-mail: rumik.08.97@gmail.com

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-75-82 УДК 621.396.96

> Е. Н. Воробьев, В. И. Веремьев, Д. В. Холодняк Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

## РАСПОЗНАВАНИЕ ВИНТОМОТОРНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В ПАССИВНОЙ БИСТАТИЧЕСКОЙ РЛС<sup>1</sup>

Аннотация. Пассивные бистатические радиолокационные станции (ПБРЛС) в настоящее время позволяют осуществлять обнаружение, определение координат и сопровождение движущихся объектов. Для обеспечения возможности интеграции ПБРЛС в системы управления воздушным движением необходимо решить задачу распознавания воздушных объектов, в частности винтомоторных летательных аппаратов (ЛА). Это позволит увеличить степень обеспечения безопасности полетов авиации. Для решения задачи распознавания проведен анализ эхосигналов от винтомоторных ЛА – таких, как вертолет и винтовой самолет. Сформулированы информативные признаки, которые могут быть использованы при распознавании винтомоторных ЛА в ПБРЛС. Предложен метод распознавания винтомоторных ЛА, который основан на извлечении модуляционных составляющих эхосигнала, обусловленных вращающимися частями двигательной установки ЛА, и на оценке параметров их вращения. Разработан алгоритм обработки эхосигналов, позволяющий реализовать предложенный метод распознавания на практике в ПБРЛС. Представлены экспериментальные результаты работы алгоритма обработки на примере реальных сигналов, отраженных от вертолета Ми-8 и винтового самолета Cessna 172. Экспериментальные данные записаны двумя разными ПБРЛС, использующими сигналы цифрового эфирного телевидения стандарта DVB-T2 в качестве радиолокационного подсвета воздушного пространства. Оцененные параметры вращения лопастей винтов винтомоторных ЛА соответствуют фактическим значениям. Такое соответствие позволяет не только распознавать класс, но и в некоторых случаях идентифицировать тип ЛА.

**Ключевые слова:** радиолокационное распознавание, пассивная бистатическая РЛС, частотно-временной анализ

**Для цитирования:** Воробьев Е. Н., Веремьев В. И., Холодняк Д. В. Распознавание винтомоторных летательных аппаратов в пассивной бистатической РЛС // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 75–82. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-75-82

*E. N. Vorobev, V. I. Veremyev, D. V. Kholodnyak* Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" 5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

### **RECOGNITION OF PROPELLER-DRIVEN AIRCRAFT IN A PASSIVE BISTATIC RADAR**

**Abstract**. Nowadays passive bistatic radars (PBR) allow for detection, determination of coordinates and tracking of moving objects. In order to enable PBR integration into air traffic control systems, it is necessary to solve the problem of recognizing airborne objects, in particular, propeller-driven aircraft (AC). This will increase the degree of aviation safety. To solve the recognition problem, the analysis of propeller-driven aircraft echo signals, such as helicopter and propeller airplane, is performed. The in-formative features that can be used for recognition of propeller-driven aircraft in PBRs are defined. The method for propeller-driven aircraft recognition is proposed, that is based on extraction of modulation components originated from the rotational parts of the aircraft and estimation of their rotation parameters. The algorithm for echo signal processing is developed, which makes it possible to apply the proposed recognition method for PBRs.

The experimental results of the processing algorithm are presented on the example of real signals reflected from the Mi-8 helicopter and the Cessna 172 propeller aircraft. The experimental data are recorded by two different PBRs using DVB-T2

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> При подготовке публикации использовались результаты работ по проекту "Разработка многопозиционного комплекса полуактивной радиолокации и радиомониторинга излучающих и радиомолчащих объектов" (Соглашение от 21 ноября 2018 г. № 075-11-2018-035) с использованием мер государственной поддержки, предусмотренных постановлением Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218.

digital terrestrial television signals standard for airspace illumination. The estimated rotation parameters of the aircraft propeller blades correspond to the actual values. Such a correspondence allows not only to recognize the aircraft group, but in some cases to identify its type.

Keywords: radar recognition, passive bistatic radar, time-frequency analysis

**For citation**: Vorobev E. N., Veremyev V. I., Kholodnyak D. V. Recognition of Propeller-Driven Aircraft in a Passive Bistatic Radar. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 75–82. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-6-75-82 (In Russian)

Введение. В последние десятилетия пассивные бистатические радиолокационные станции (ПБРЛС) получили активное развитие и нашли широкие области применения [1]-[4]. К особенностям ПБРЛС относится использование сигналов сторонних передатчиков в качестве радиолокационного подсвета. Сегодня ПБРЛС применяются главным образом для обнаружения, определения координат и сопровождения движущихся объектов, а также представляют перспективное средство для современных систем обеспечения безопасности, контроля воздушного движения и управления движением судов. Однако задача распознавания воздушных объектов для ПБРЛС попрежнему остается нерешенной. Под распознаванием следует понимать отнесение обнаруженного объекта к определенному классу, т. е. группе летательных аппаратов (ЛА), схожих по конструктивным признакам. Особый интерес представляет распознавание винтомоторных ЛА таких классов, как вертолет и винтовой самолет, поскольку они имеют схожие информативные признаки (эффективная площадь рассеяния, скорость и высота полета), что затрудняет решение задачи распознания ЛА этих классов.

Распознавание винтомоторных объектов в традиционных активных РЛС основано на анализе особенностей структуры отраженного сигнала [5]– [7]. Сигнал, отраженный от объектов этих классов, имеет сложную структуру, которая состоит из мощной составляющей сигнала, отраженного от фюзеляжа, и более слабых составляющих сигнала, обусловленных вращающимися лопастями и втулками винтов двигательной установки [8]. Для распознавания винтомоторных ЛА в импульсных РЛС требуется достаточно долгое накопление данных и применение алгоритмов распознавания, требующих большой вычислительной мощности [5].

В свою очередь, ПБРЛС не имеют таких требований, предъявляемых к параметрам сигнала импульсных РЛС, так как ПБРЛС использует непрерывный сигнал для подсвета объектов. Возможности обнаружения и распознавания вертолетов с помощью ПБРЛС, использующих сигналы стандартов GPS, DVB-T и FM в качестве сигналов подсвета, активно исследуются в последние годы [9]–[11]. В ПБРЛС для распознавания вертолетов используются такие же признаки, как и в активных РЛС. Для успешного и достоверного распознавания необходима информация о параметрах вращения несущего и рулевого винтов. Однако модуляционные составляющие эхосигнала вертолета, обусловленные рулевым винтом, слабо или вовсе не заметны при экспериментальных измерениях. Использование параметров только несущего винта затрудняет процесс распознавания.

Сложности, возникающие при распознавании винтомоторных ЛА в ПБРЛС, связаны главным образом с параметрами сигналов телекоммуникационных стандартов сторонних источников, применяемых в качестве радиолокационного подсвета. Использование цифровых сигналов наземного вещания предпочтительно относительно аналоговых, так как их полоса частот шире (а значит, лучше разрешение по дальности) и их свойства не зависят от передаваемого контента (что обеспечивает стабильность характеристик ПБРЛС). В России имеется хорошо развитая инфраструктура с большой зоной покрытия цифрового эфирного телевидения (ЦЭТВ) стандарта DVB-T2. Сигналы этого стандарта используются в качестве подсвета разработанной в СПбГЭТУ "ЛЭТИ" ПБРЛС, которая осуществляет обнаружение и сопровождение движущихся объектов, в том числе вертолетов и винтовых самолетов [4], [12].

Решение задачи распознавания винтомоторных ЛА расширит области применения ПБРЛС. Возможность распознавания слабо различимых винтомоторных ЛА сделает ПБРЛС эффективным инструментом обнаружения несанкционированных полетов и сигнализации о них. Это позволит, в частности, интегрировать ПБРЛС в системы управления воздушным движением гражданских и частных аэродромов с целью увеличения степени обеспечения безопасности полетов авиации.

Постановка задачи. Для распознания винтомоторных ЛА в ПБРЛС необходимо провести анализ структуры эхосигналов от вертолета и винтового самолета, сформулировать их информативные признаки, разработать алгоритм обработки эхосигналов, отраженных от винтомоторных ЛА. Верификацию работоспособности алгоритма обработки необходимо провести на экспериментальных данных, полученных с помощью ПБРЛС, использующей сигналы ЦЭТВ DVB-T2 в качестве радиолокационного подсвета.

Структура отраженного сигнала. Сигнал, отраженный от винтомоторных ЛА, уникален с точки зрения радиолокационного распознавания из-за особенностей вторичного излучения, обусловленных отражениями от фюзеляжа, лопастей, втулки и винта (винтов - несущего и рулевого для вертолета). Наиболее полезен для распознавания сигнал, отраженный от вращающихся лопастей винтов, так как он имеет в частотной области квазисимметричные модуляционные составляющие вокруг линии фюзеляжа. Такая многокомпонентная структура сигнала, называемая микро-Доплером или микродоплеровской сигнатурой, – характеристика движения, содержащая закон модуляции доплеровской частоты эхосигнала [13]. Микродоплеровская сигнатура представляется в виде распределения в частотной и временной областях. Типовая структура амплитудного спектра сигнала A(f), отраженного от винтомоторных объектов, представлена на рис. 1, а. Наиболее мощная составляющая соответствует отражению от фюзеляжа, в то время как квазисимметричные составляющие вокруг линии фюзеляжа обусловлены вра-



щением лопастей и втулок винта. Приближающийся конец лопасти винта соответствует составляющей с наибольшей доплеровской частотой, а компонента с наименьшей частотой Доплера вызвана отдаляющейся лопастью винта.

Эхосигнал во временной области состоит из периодичных модуляционных составляющих (характерных пиков), вызванных вращающимися лопастями винтов в моменты времени, когда лопасть перпендикулярна направлению облучения. В качестве примера на рис. 1, б во временной области показана структура сигнала A(t), отраженного от вертолета. Характерные пики с большим периодом повторения соответствуют отражениям от лопастей несущего винта, а с меньшим периодом – отражениям от лопастей рулевого винта вертолета. В свою очередь, эхосигнал самолета с одним винтом во временной области содержит один набор периодических составляющих с одинаковым периодом. Эти признаки могут быть использованы в качестве информативных для распознавания винтомоторных ЛА. Период повторения модуляционных составляющих Т<sub>м</sub> имеет строгую зависимость от фактических параметров винта ЛА, а именно частоты вращения  $f_{\rm B}$  (или периода вращения  $T_{\rm B}$ ) и количества лопастей  $N_{\Pi}$ :  $T_{\rm M} = 1/(f_{\rm B}N_{\Pi}) = T_{\rm B}/N_{\Pi}$ . Таким образом, это соотношение определяет взаимосвязь выбранных для распознавания признаков эхосигнала и фактических параметров винтов двигательной установки. В качестве примера приведем расчет ожидаемого периода повторения модуляционных составляющих для несущего винта вертолета Ми-8, который состоит из N<sub>л</sub> = 5 лопастей и вращается с частотой  $f_{\rm B} = 192$  об/мин = 3.2 Гц. Период повторения модуляционных составляющих эхосигнала от несущего винта должен составлять  $T_{\rm M} = 1/(3.2 \cdot 5) = 62.5$  мс.

Алгоритм обработки. На рис. 2 представлена структурная схема разработанного алгоритма обработки эхосигналов винтомоторных ЛА в ПБРЛС для решения задачи распознавания. Алгоритм позволяет оценить параметры вращения винтов двигательной установки ЛА, определить класс и в некоторых случаях тип ЛА, т. е. осуществить распознавание. Входными данными для алгоритма служат отсчеты двумерной взаимной функции неопределенности (ВФН)  $|\Psi(l,d)|$ , которая при практической реализации в ПБРЛС вычисляется согласно выражениям [14]



$$\left|\Psi(l,d)\right| = \left|\sum_{m=0}^{M-1} r_m(l) e^{-j2\pi d\frac{m}{M}}\right|;$$
(1)

$$r_m(l) = \sum_{n=0}^{N-1} s(mN+n) s_{\text{ref}}^* (mN+n-l), \quad (2)$$

где l – дискретизированная задержка; d – дискретизированный частотный (доплеровский) сдвиг; M – количество сегментов, на которые разбивается сигнал при обработке;  $m = \overline{0, M-1}$  – номер сегмента; N – количество отсчетов принятого сигнала в обрабатываемом сегменте;  $n = \overline{0, N-1}$  – номер отсчета внутри сегмента; s – принятый сигнал;  $s_{ref}^*$  – комплексно сопряженный опорный сигнал ("\*" – символ комплексного сопряжения).

При вычислении ВФН в качестве опорного сигнала  $s_{ref}$  используется восстановленная эталонная копия сигнала передатчика, свободная от шумов и искажений. Также принятый сигнал *s* предварительно проходит через этап адаптивной фильтрации, предназначенный для подавления в канале наблюдения прямого сигнала и его мощных копий, возникающих из-за отражения от местных предметов и многопутного распространения. Подробное описание всех этапов обработки сигналов в ПБРЛС представлено в [4].

Также на вход алгоритма от обнаружителя целей поступает матрица X той же размерности, что и массив ВФН, которая содержит единицы в тех ячейках, где обнаружены цели. Для обнаружения целей в ПБРЛС используется двумерный адаптивный алгоритм с усреднением ячеек из семейства методов с постоянным уровнем ложной тревоги (Cell-Averaging CFAR, CA-CFAR) [4], [15]:

$$X = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1j} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2j} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{i1} & a_{i2} & \dots & a_{ij} \end{bmatrix},$$

где  $i \in \overline{1, 2D + 1}$  – номер строки (D – максимальный частотный сдвиг, число строк соответсвует числу элементов частотных сдвигов 2D + 1);  $j \in \overline{1, L}$  – номер столбца (число столбцов соответствует числу элементов задержки L).

На первом шаге алгоритма на всех элементах по задержке в матрице X обнаруженных целей осуществляется поиск элемента задержки  $l_{\mu D}$ , в котором присутствует микродоплеровская сигнатура ( $\mu D$  – от *англ.* micro-Doppler), обусловленная вращающимися частями ЛА. В качестве критерия принятия решения об обнаружении микродоплеровской сигнатуры на исследуемой задержке используется параметр *c* (количество обнаружений на одном элементе задержки), который задается в зависимости от помеховой обстановки. Если число обнаружений (количество единиц в матрице X) на одном из элементов задержки превышает значение параметра *c*, то для дальнейшей обработки выделяется сечение ВФН на этой задержке:

$$l_{\mu D} = j \left| \sum_{i=1}^{2D+1} a_{ij} > c \right|,$$

где "|" – символ условия.

Для каждого сечения ВФН, т. е. для каждого значения задержки l, выражение (1) представляет собой дискретное преобразование Фурье вектора  $[r_0(l), r_1(l), ..., r_{M-1}(l)]$  и вычисляется с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) [14]. Результатом БПФ свертки сигналов (2) служит их взаимный спектр [16]. Таким образом, сечение ВФН представляет собой вектор значений  $\mathbf{W} = \Psi(l_{\mu D}, d)$  взаимного спектра принятого и опорного сигналов. Применяя на следующем шаге алгоритма обратное БПФ (ОБПФ) к сечению ВФН, получим вектор взаимной корреляции **b** принятого и опорного сигналов длиной 2D + 1 на выделенной задержке  $l_{\rm uD}$ :

$$\mathbf{b} = F_D^{-1}[\mathbf{W}],$$

где  $F_D^{-1}$  – ОБПФ.

Полученный вектор значений взаимной корреляции может служить оценкой эхосигнала от винтомоторного ЛА и может быть использован для обнаружения модуляционных составляющих и оценки их периодичности. Обнаружение модуляционных составляющих, обусловленных вращением лопастей, осуществляется с помощью одномерного алгоритма адаптивного обнаружения с усреднением ячеек CA-CFAR, выходом которого является вектор **b**', содержащий номера элементов вектора **b**, в которых произошло обнаружение модуляционных составляющих.

На следующем шаге проводится оценка периодов повторения модуляционных составляющих. Формируется вектор моментов времени

$$\mathbf{t}_i = \frac{i}{\Delta f \left(2D+1\right)},$$

где  $i \in \overline{1, 2D + 1}$  – номер элемента частотного сдвига;  $\Delta f$  – шаг по частоте при вычислении ВФН.

Из вектора t выбираются элементы, соответствующие значениям вектора b', и формируется вектор моментов времени появления модуляционных составляющих p. Далее решается задача разделения обнаруженных модуляционных составляющих на группы периодичностей по критерию кратности в пределах заданной доверительной погрешности по следующей системе гипотез:

$$H_0 : \operatorname{mod}[\mathbf{p}(k), \mathbf{p}(k')] > \Delta t;$$
$$H_1 : \operatorname{mod}[\mathbf{p}(k), \mathbf{p}(k')] < \Delta t,$$

где гипотеза  $H_0$  – исследуемые модуляционные составляющие не периодичны;  $H_1$  – модуляционные составляющие периодичны с периодом  $T_{i'}$ ; k, k' – номера исследуемых элементов вектора **p**;  $\Delta t$  – доверительная погрешность.

Если периоды повторения всех модуляционных составляющих одинаковы, то принимается решение об обнаружении объекта с одним винтом (пропеллером) или двумя винтами с одинаковым периодом вращения. Такой объект может быть классифицирован как "винтовой самолет" или "одновинтовой вертолет". Если наблюдаются две группы модуляционных составляющих с различным периодом повторения, то принимается решение об обнаружении объекта класса "вертолет". В этом случае модуляционные составляющие с большим периодом повторения обусловлены отражениями от лопастей несущего винта, с меньшим периодом - отражениями от лопастей рулевого винта вертолета. Полученные оценки периодов повторения модуляционных составляющих могут быть использованы для дальнейшей идентификации типа ЛА с помощью сравнения этих значений с подготовленной базой данных.

Экспериментальные исследования. Экспериментальные исследования проводились с помощью ПБРЛС, разработанной в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете "ЛЭТИ" [12]. Сигнал, отраженный от вертолета Ми-8, записан ПБРЛС, расположенной в городских условиях на крыше здания СПбГЭТУ "ЛЭТИ". Сигнал первого мультиплекса Ленинградского радиотелевизионного передающего центра (ЛРТПЦ) на 35-м канале стандарта DVB-T2 (586 МГц) используется для радиолокационного подсвета. Расстояние между приемной позицией и передатчиком DVB-T2 составляет 600 м, высота размещения передатчика – около 300 м. Вертолет находился в секторе наблюдения ПБРЛС на расстоянии 2.5-3 км от приемной позиции. Взаимная функция неопределенности в координатах "задержка (т<sub>b</sub>) – частота Доплера  $(f_{\rm D})$ ", рассчитанная в процессе обработки записанных сигналов, показана на рис. 3.





Сигнатура вертолета хорошо заметна и может быть извлечена из ВФН. На микродоплеровской сигнатуре вертолета можно различить составляющую сигнала, отраженного от фюзеляжа, и расширение доплеровского спектра, вызванное вращением лопастей несущего и рулевого винтов (рис. 4).

На рис. 5 представлен эхосигнал вертолета во временной области после преобразования микродоплеровской сигнатуры с помощью ОБПФ. Модуляционные составляющие с большим периодом повторения (62.44 мс) обусловлены отражениями от лопастей несущего винта (треугольные маркеры), с меньшим периодом (17.48 мс) – отражениями от лопастей рулевого винта вертолета (квадратные маркеры). Полученные оценки периодов повторения могут применяться для классификации вертолета при сравнении с типовыми параметрами вертолетов из базы данных. Извлеченные значения находятся в соответствии с теоретическими периодами повторения модуляционных составляющих для вертолета Ми-8, которые составляют 62.5 мс для отражений от лопастей несущего винта и 17.5 мс – рулевого винта.

Эхосигнал винтового самолета Cessna 172 записан экспериментальной ПБРЛС, расположенной на расстоянии 49.2 км от передатчика. Сигнал второго мультиплекса ЛРТПЦ на 45-м канале стандарта DVB-T2 (666 МГц) используется для радиолокационного подсвета. Самолет Cessna 172 находился в секторе наблюдения ПБРЛС на высоте 300 м на расстоянии около 3.5 км от приемной позиции.





Рассчитанная ВФН с микродоплеровской сигнатурой винтового самолета показана на рис. 6. Значения ВФН вокруг нулевой доплеровской частоты были нормированы для лучшей визуализации сигнатуры, обусловленной вращением лопастей винта самолета.

Извлеченная микродоплеровская сигнатура самолета Cessna 172 показана на рис. 7. Она состоит из мощного отражения от фюзеляжа и более слабых составляющих вокруг линии фюзеляжа, соответствующих отражению сигнала подсвета от вращающихся лопастей винта самолета.

На рис. 8 во временной области представлен эхосигнал от Cessna 172, полученный после применения ОБПФ к микродоплеровской сигнатуре. Обнаружена только одна группа периодичных составляющих с одинаковым периодом повторения (квадратные маркеры). Извлеченное значение периода повторения



пиков составляет 13.3 мс, что строго соответствует реальному значению периода вращения трехлопастного винта самолета Cessna 172, находящегося в крейсерском режиме полета ( $f_{\rm B} = 1500 \text{ об/мин}$ ).

Заключение. Предложенный алгоритм обработки эхосигналов может быть использован для практической реализации распознавания винтомоторных ЛА в ПБРЛС, использующей сторонние передатчики сигналов для радиолокационного подсвета. Результаты экспериментальных исследований продемонстрировали работоспособность алгоритма. Однако для оценки эффективности и вероятностных характеристик, а также для отладки предложенного алгоритма обработки эхосигналов, отраженных от ЛА с разной конфигурацией винтов двигательной установки при разных бистатических углах и ракурсах ЛА, необходимо большое число дополнительных натурных или модельных экспериментальных исследований.

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Malanowski M., Kulpa K., Misiurewicz J. PaRaDe -PAssive RAdar DEmonstrator family development at Warsaw University of Technology // Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium, 22-24 Sept. 2008, Kiev, Ukraine. Piscataway: IEEE, 2008, P. 75-78.

2. Passive radar components of ARGUS 3D / H. Kuschel, M. Ummenhofer, P. Lombardo, F. Colone, C. Bongioanni // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2014. Vol. 29, № 3. P. 15–25.

3. AULOS: finmeccanica family of passive sensors / A. Di Lallo, A. Farina, R. Fulcoli, S. Immediata, M. Sedehi, E. Tilli, L. Timmoneri // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2016. Vol. 31, № 11. P. 24–29.

4. Пассивная когерентная радиолокация / А. В. Бархатов, В. И. Веремьев, Е. Н. Воробьев, А. А. Коновалов, Д. А. Ковалев, В. М. Кутузов, В. Н. Михайлов. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. 163 с.

5. Radar detection of helicopters with application of CLEAN method / J. Misiurewicz, K. S. Kulpa, Z. Czekala, T. A. Filipek // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2012. Vol. 48, № 4. P. 3525–3537.

6. Bullard B., Dowdy P. Pulse doppler signature of a rotary-wing aircraft // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 1991. Vol. 6, № 5. P. 28–30.

7. Tikkinen J., Helander E., Visa A. Joint utilization of incoherently and coherently integrated radar signal in helicopter categorization // IEEE Intern. Radar Conf., 9-12 May 2005, Arlington, VA, USA. Piscataway: IEEE, 2005. P. 540-545.

ed helicopter echo. Radar 97 (Conf. Publ. No. 449), 14-16 Oct. 1997, Edinburgh, UK. London: IET, 1997, P. 449-453.

8. Misiurewicz J., Kulpa K., Czekala Z. Analysis of record-

Статья поступила в редакцию 17 сентября 2018 г.

9. Clemente C., Soraghan J. J. Passive bistatic radar for helicopters classification: A Feasibility Study. IEEE Radar Conf., 7-11 May 2012, Atlanta, GA, USA. Piscataway: IEEE, 2012, P. 0946-0949.

10. Analysis of recorded helicopter echo in a passive bistatic radar / M. Baczyk, J. Misiurewicz, D. Gromek, K. Kulpa // European Radar Conf. (EuRAD), 9-11 Oct. 2013, Nuremberg, Germany. Piscataway: IEEE, 2013. P. 243-246.

11. Helicopter detection capability of passive coherent location (PCL) radar / J. Tikkinen, K. Hiltunen, K. Martikainen, M. Isohookana // 9th European Radar Conf., 31 Oct. - 2 Nov. 2012, Amsterdam, Netherlands. Piscataway: IEEE, 2012. P. 138-141.

12. DVB-T2 passive radar developed at Saint Petersburg Electrotechnical University / E. Vorobev, A. Barkhatov, V. Veremyev, V. Kutuzov // 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON), 14-17 May 2018, Poznan, Poland. Piscataway: IEEE, 2018, pp. 204-207.

13. Евдокимова Е. О. Модель сигнала для оценки параметров подвижных объектов на основе анализа доплеровского спектра // Изв. ЮФУ. Технические науки. 2013. Т. 142, № 5. С. 122–128.

14. Бархатов А. В., Козлов А. С. Быстрое вычисление частотно-временной функции в радиолокационной станции на графических процессорах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. № 5. С. 42-47.

15. Kang E. W. Radar system analysis, design, and simulation. Boston: Artech House, 2008. P. 392

16. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. З-е изд. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 768 c.

Воробьев Евгений Николаевич – магистр по программе двойного диплома по направлениям "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" и "Communications and Signal Processing" (2014), аспирант кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), инженер 2-й категории НИИ "Прогноз". Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокационное распознавание; цифровая обработка сигналов; пассивная когерентная радиолокация. E-mail: envorobev@etu.ru

Веремьев Владимир Иванович – кандидат технических наук (2000), директор НИИ "Прогноз". Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – комплексный экологический мониторинг; комплексные вопросы построения радиолокационных систем; многодиапазонные многопозиционные радиолокационные комплексы для мониторинга воздушного пространства и морской поверхности. E-mail: vervladiv@gmail.com

Холодняк Дмитрий Викторович – доктор технических наук (2016), профессор кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера основных научных интересов – применение метаматериалов, высокотемпературных сверхпроводников, технологии LTCC и нефостеровских элементов для создания передовых СВЧ-устройств с улучшенными характеристиками и расширенными функциональными возможностями. E-mail: Dmitry.Kholodnyak@mwlab.spb.ru

### REFERENCES

1. Malanowski M., Kulpa K., Misiurewicz J. PaRaDe – PAssive RAdar DEmonstrator Family Development at Warsaw University of Technology. Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium, 22–24 Sept. 2008, Kiev, Ukraine. Piscataway: IEEE, 2008, pp. 75–78.

2. Kuschel H., Ummenhofer M., Lombardo P., Colone F., Bongioanni C. Passive Radar Components of ARGUS 3D. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2014, vol. 29, no. 3, pp. 15–25.

3. Di Lallo A., Farina A., Fulcoli R., Immediata S., Sedehi M., Tilli E., Timmoneri L. AULOS: Finmeccanica Family of Passive Sensors. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2016. Vol. 31, no. 11, pp. 24–29.

4. Barkhatov A. V., Veremyev V. I., Vorobev E. N., Konovalov A. A., Kovalev D. A., Kutuzov V. M, Mikhailov V. N. *Passivnaya kogerentnaya radiolokaciya* [Passive Coherent Radar]. Saint-Petersburg, SPbGETU "LETI", 2016, 163 p. (In Russian).

5. Misiurewicz J., Kulpa K. S., Czekala Z., Filipek T. A. Radar Detection of Helicopters with Application of CLEAN Method. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2012, vol. 48, no. 4, pp. 3525–3537.

6. Bullard B., Dowdy P. Pulse Doppler Signature of a Rotary-Wing Aircraft. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 1991, vol. 6, no. 5, pp. 28–30.

7. Tikkinen J., Helander E., Visa A. Joint Utilization of Incoherently and Coherently Integrated Radar Signal in Helicopter Categorization. IEEE International Radar Conference, 9–12 May 2005, Arlington, VA, USA. Piscataway: IEEE, 2005, pp. 540–545.

8. Misiurewicz J., Kulpa K., Czekala Z. Analysis of Recorded Helicopter Echo. Radar 97 (Conf. Publ. No. 449), 14–16 Oct. 1997, Edinburgh, UK. London: IET, 1997, pp. 449–453. 9. Clemente C., Soraghan J. J. Passive Bistatic Radar for Helicopters Classification: A Feasibility Study. IEEE Radar Conference, 7–11 May 2012, Atlanta, GA, USA. Piscataway: IEEE, 2012, pp. 0946–0949.

10. Baczyk M., Misiurewicz J., Gromek D., Kulpa K. Analysis of Recorded Helicopter Echo in a Passive Bistatic Radar. European Radar Conference (EuRAD), 9–11 Oct. 2013, Nuremberg, Germany. Piscataway: IEEE, 2013, pp. 243–246.

11. Tikkinen J., Hiltunen K., Martikainen K., Isohookana M. Helicopter Detection Capability of Passive Coherent Location (PCL) Radar. 9th European Radar Conference, 31 Oct. – 2 Nov. 2012, Amsterdam, Netherlands. Piscataway: IEEE, 2012, pp. 138–141.

12. Vorobev E., Barkhatov A., Veremyev V., Kutuzov V. DVB-T2 passive radar developed at Saint Petersburg Electrotechnical University. 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON), 14–17 May 2018, Poznan, Poland. Piscataway: IEEE, 2018, pp. 204–207.

13. Evdokimova E. O. Signal Model for Moving Object Parameters Estimation Based on Doppler Spectrum Analysis. *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie Nauki* [Journal of SFedU. Engineering Sciences]. 2013, no. 5 (142), pp. 122–128. (In Russian)

14. Barkhatov A. V., Kozlov A. S. Radar Amplitude-Range-Doppler Surface Fast Calculation on Graphics Processing Units. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2015, no. 5, pp. 42–47. (In Russian)

15. Kang E. W. Radar System Analysis, Design, and Simulation. Boston: Artech House, 2008, p. 392

16. Sergienko A. B. *Tsifrovaya obrabotka signalov*: *uchebnoe posobie* [Digital Signal Processing] 3<sup>rd</sup> ed. SPb., *BKHV-Peterburg*, 2011, 768 p. (in Russian).

Received September, 17, 2018

*Evgenii N. Vorobev* – Dual Master's Degree in"Communication Technologies and Communication Systems" and "Communications and signal processing" (2014), Postgraduate student of the Department of Microelectronics and Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", engineer at the Research Institute "Prognoz". The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: radar recognition; digital signal processing; passive coherent location.

E-mail: envorobev@etu.ru

*Vladimir V. Veremyev* – Ph.D. in Engineering (2000), Director of the Research Institute "Prognoz". The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: complex ecological monitoring, complex questions of the radar systems design, multiband multistatic radars for air space and sea surface surveillance. E-mail: vervladiv@gmail.com

**Dmitry V. Kholodnyak** – D.Sc. in Engineering (2016), Professor at the Department of Microelectronics and Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of over 200 technical papers. Area of expertise: applications of metamaterials, high-temperature superconductors, LTCC technology, and non-Foster circuits to design of advanced microwave devices with improved performance and enhanced functionality. E-mail: Dmitry.Kholodnyak@mwlab.spb.ru

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-75-82 УДК 621.396.96

## E. N. Vorobev, V. I. Veremyev, D. V. Kholodnyak

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

### **RECOGNITION OF PROPELLER-DRIVEN AIRCRAFT IN PASSIVE BISTATIC RADAR<sup>1</sup>**

**Abstract.** Nowadays passive bistatic radars (PBR) allow for detection, determination of coordinates and tracking of moving objects. In order to enable PBR integration into air traffic control systems, it is necessary to solve the problem of recognizing airborne objects, in particular, propeller-driven aircraft (AC). This will increase the degree of aviation safety. To solve the recognition problem, the analysis of propeller-driven aircraft echo signals, such as helicopter and propeller airplane, is performed. The informative features that can be used for recognition of propeller-driven aircraft in PBRs are defined. The method for propeller-driven aircraft recognition is proposed, that is based on extraction of modulation components originated from the rotational parts of the aircraft and estimation of their rotation parameters. The algorithm for echo signal processing is developed, which makes it possible to apply the proposed recognition method for PBRs.

The experimental results of the processing algorithm are presented on the example of real signals reflected from the Mi-8 helicopter and the Cessna 172 propeller aircraft. The experimental data are recorded by two different PBRs using DVB-T2 digital terrestrial television signals standard for airspace illumination. The estimated rotation parameters of the aircraft propeller blades correspond to the actual values. Such a correspondence allows not only to recognize the aircraft group, but in some cases to identify its type.

Key words: radar recognition, passive bistatic radar, time-frequency analysis

**For citation**: Vorobev E. N., Veremyev V. I., Kholodnyak D. V. Recognition of Propeller-Driven Aircraft in Passive Bistatic Radar. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 83–90. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-6-75-82 (In Russian)

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

## РАСПОЗНАВАНИЕ ВИНТОМОТОРНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ В ПАССИВНОЙ БИСТАТИЧЕСКОЙ РЛС

Аннотация. Пассивные бистатические радиолокационные станции (ПБРЛС) в настоящее время позволяют осуществлять обнаружение, определение координат и сопровождение движущихся объектов. Для обеспечения возможности интеграции ПБРЛС в системы управления воздушным движением необходимо решить задачу распознавания воздушных объектов, в частности винтомоторных летательных аппаратов (ЛА). Это позволит увеличить степень обеспечения безопасности полетов авиации. Для решения этой задачи проведен анализ эхосигналов от винтомоторных ЛА – таких, как вертолет и винтовой самолет. Сформулированы информативные признаки, которые могут быть использованы при распознавании винтомоторных ЛА в ПБРЛС. Предложен метод распознавания винтомоторных ЛА, который основан на извлечении модуляционных составляющих эхосигнала, обусловленных вращающимися частями двигательной установки ЛА, и на оценке параметров их вращения. Разработан алгоритм обработки эхосигналов, позволяющий реализовать предложенный метод распознавания на практике в ПБРЛС. Представлены экспериментальные результаты работы алгоритма обработки на примере реальных сигналов, отраженных от вертолета Ми-8 и винтового самолета Cessna 172. Экспериментальные данные записаны двумя разными ПБРЛС, использующими сигналы цифрового эфирного телевидения стандарта DVB-T2 в качестве радиолокационного подсвета воздушного пространства. Оцененные параметры вращения лопастей винтов винтомоторных ЛА соответствуют фактическим значениям. Такое соответствие позволяет не только распознавать класс, но и в некоторых случаях идентифицировать тип ЛА.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> In preparing the publication, the authors used the results of the project "Development of Multi Station Complex of Semi Active Radiolocation and Radio Monitoring of Radiating and Silent Objects" (Agreement of November 21, 2018. No. 075-11-2018-035) using government support measures in compliance with RF Government Regulation of April 9, 2010. No. 218.

Ключевые слова: радиолокационное распознавание, пассивная бистатическая РЛС, частотно-временной анализ

**Для цитирования:** Воробьев Е. Н., Веремьев В. И., Холодняк Д. В. Распознавание винтомоторных летательных аппаратов в пассивной бистатической РЛС // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 83–90. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-75-82

Introduction. In recent decades, passive bistatic radars (PBRs) have been actively developed and have found wide range of applications [1]-[4]. The PBR special feature is the use of third-party transmitter signals as radar illumination. Nowadays PBRs are used mainly for detecting, position determining and tracking of moving objects. Moreover, they represent the most advanced tool for modern security systems, air traffic control and ship traffic control. However, the problem of airborne object recognition by means of PBR is still unsolved. Recognition should be understood to mean the solution of the problem of assigning detected object to a certain class, i.e., a group of aircraft (AC) similar in their design features. Of particular interest is the recognition of propellerdriven aircraft of such classes as helicopter and propeller aircraft, since they have similar informative features (radar cross-section, speed and altitude). This makes recognition of such AC more complicated.

Recognition of propeller-driven objects in conventional active radars is based on the reflected signal structural feature analysis [5]–[7]. The signal reflected from the objects of these classes has a complex structure, which consists of a powerful signal component reflected from the fuselage and weaker signal components caused by rotating blades and hubs of the propellers [8]. In pulse radars, recognition of propeller-driven aircraft requires quite a long accumulation time and applying of recognition algorithms requiring high computation power [5].

In their turn, PBRs do not have such requirements that are typically applied to pulse radar signal parameters as PBRs use continuous signal for object illumination. Capabilities for helicopter detection and recognition by means of PBRs using GPS, DVB-T and FM signals as illumination ones have been extensively studied over the last years [9]-[11]. For helicopter recognition, the same features are used both in PBRs and in active radars. For successful and actual recognition, the information on rotary parameters for the main and tail rotors is required. However, the modulation components of the helicopter echo signal caused by tail rotor are weak or not at all noticeable in experimental measurements. The use of the main rotor parameters alone complicates the recognition process.

Problems arising from recognition of propellerdriven AC in PBR are mainly related to the parameters of third-party transmitter signals used as a radar illumination. The use of digital signals of terrestrial broadcasting appears more preferable than analog ones, since their frequency band is wider (and therefore, the range resolution is better) and their characteristics do not depend on the transmitted content (which ensures the PBR characteristics stability). Russia has a well-developed infrastructure with a large coverage area of digital terrestrial television (DTTV) of DVB-T2 standard. Signals of this standard are used as illumination for PBR developed in Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" and providing detection and tracking of moving objects, including helicopters and propeller-driven aircrafts [4], [12].

Solution to a problem of propeller-driven AC recognition will expand the PBR application area. The ability to recognize weakly distinguishable propellerdriven AC will make PBRs an effective tool for detecting and signaling unauthorized flights. This will allow, in particular, the integration of PBRs into the air traffic control systems of civil airports and private airfields for the purpose of flight operation safety.

**Research objective.** To solve a problem of propeller-driven AC recognition in PBRs it is necessary to carry out the helicopter and propeller-driven AC echo signal structure analysis, to define their informative features, develop an algorithm for processing echo signals reflected from propeller-driven AC. The processing algorithm efficiency is to be verified on experimental data obtained by means of PBR using DVB-T2 DTTV signals as radar illumination.

**Reflected signal structure.** Signal reflected from propeller-driven AC is unique from the point of view of radar recognition due to specifics of the secondary radiation. It is caused by reflections from the fuselage, rotor blades (main and tail for a helicopter) and rotor head. The most useful for recognition is the signal reflected from the rotating rotor blades, as in the frequency domain there are quasi-symmetric modulation components around the fuselage line. Such a multi-component signal structure is called micro-Doppler or micro-Doppler signature, i.e. mo-



tion characteristic containing the law of modulation of the Doppler frequency of an echo signal [13].

Micro-Doppler signature is represented as distribution in frequency and time domains. The typical structure of the amplitude spectrum for the signal A(f), reflected from propeller-driven objects is shown in Fig. 1, a. The most powerful component corresponds to the reflection from the fuselage, while the quasisymmetrical components around the fuselage line are caused by the blades and rotor hubs rotation. The approaching tip of the rotor blade corresponds to the component with the highest Doppler frequency, whereas the component with the lowest Doppler frequency results from the receding tip of the rotor blade.

The echo signal in the time domain consists of periodic modulation components (characteristic peaks) caused by rotating blades at a time when the blade is perpendicular to the direction of illumination. As an example, Fig.1, *b* demonstrates A(t) signal structure reflected from helicopter in the time domain. Characteristic peaks with bigger repetition interval correspond to reflections from the main rotor blades, and with smaller repetition interval correspond to reflections from the tail rotor blades of the helicopter. In turn, the echo signal of an aircraft with one propeller in the time domain contains one set of periodic components with the same period. These features can be used as informative for recognition of propeller-driven AC. Repetition period of modulation components  $T_m$  strongly depends on the AC propeller

Input

actual parameters, i.e. rotation frequency  $f_r$  (or rotation period  $T_r$ ) and the number of blades  $N_b$ :  $T_m = 1/(f_r N_b) = T_r/N_b$ . Thus, this ratio determines the relationship of the echo signal features selected for recognition and the actual parameters of the propellers. As an example, we will provide calculation of the modulation components desired repetition period for the Mi-8 helicopter main rotor, which consists of  $N_b = 5$  blades and rotates with the frequency of  $f_r = 192$  r.p.m. or  $f_r = 3.2$  Hz. The repetition period of modulation components of the main rotor echo signal is to amount  $T_m = 1/(3.2 \cdot 5) = 62.5$  msec.

**Processing algorithm.** Fig. 2 provides block diagram of the developed algorithm for propeller-driven AC echo signal processing for the purpose of their recognition. The algorithm allows estimating parameters of the AC propeller rotation, determining the class and in some cases the type of aircraft, i.e. performing recognition. The input data for the algorithm are the samples of the two-dimensional cross ambiguity function (CAF)  $|\Psi(l,d)|$ , which, when implemented in PBRs, is calculated according to the expressions [14]

$$\left|\Psi(l,d)\right| = \left|\sum_{m=0}^{M-1} r_m(l) e^{-j2\pi d\frac{m}{M}}\right|;$$
 (1)



$$r_m(l) = \sum_{n=0}^{N-1} s(mN+n) s_{\text{ref}}^*(mN+n-l), \quad (2)$$

where l is sampled delay; d is sampled frequency (Doppler) shift; M is the number of segments into which the signal is decomposed when processed; m = 0, M - 1 is the segment number; N is the number of samples of the received signal in the processed segment;  $n = \overline{0, N-1}$  is the sample number within the segment; s is the received signal;  $s_{ref}^*$  is complex-conjugate reference signal ("\*" is a symbol character for complex-conjugate).

When calculating the CAF, reconstructed reference copy of the transmitter signal, free of noise and distortion, is used as a reference signal  $s_{ref}$ . In addition, the received signal s first pass through adaptive filtering stage designed to suppress the direct signal and its powerful copies in the channel, arising due to reflection from local objects and multipath propagation. Detailed description of all the signal processing stages in PBRs is provided in [4].

Besides, the matrix X of the same dimension as the CAF array, which contains units in those cells where the targets are detected, arrives at the input of the algorithm from the target detector. To detect targets in PBRs, two-dimensional cell-averaging constant false alarm rate (Cell-Averaging CFAR, CA-CFAR) adaptive algorithm is used [4], [15]:

$$X = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \dots & a_{1j} \\ a_{21} & a_{22} & \dots & a_{2j} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_{i1} & a_{i2} & \dots & a_{ij} \end{bmatrix},$$

where  $i \in \overline{1, 2D+1}$  is a number of the line (D is a maximum frequency shift, the number of lines corresponds to the number of frequency shift elements 2D+1);  $j \in 1, L$  is a number of column (the number of columns corresponds to the number of delay elements L).

At the first algorithm step, on all the elements for delay in the matrix X of detected targets, there performed a search for the delay element  $l_{\mu D}$ , in which there is a micro-Doppler signature ( $\mu D$  comes from the English micro-Doppler), caused by the AC rotating parts. As a criterion for making a decision on micro-Doppler signature detection in the delay under investigation, the parameter c (the number of detections in one delay element) is used, which is set in relation to interference environment. If the number of detections

(amount of units in X matrix) in one of the delay elements exceeds the parameter c value, for further processing the CAF cross sections is selected in this delay:

$$l_{\mu D} = j \left| \sum_{i=1}^{2D+1} a_{ij} > c \right|,$$

where "|" is a symbol of condition.

For each CAF cross section, i.e. for each value of the delay  $l_{1}$ , the expression (1) represents the discrete Fourier transformation of the vector  $[r_0(l), r_1(l), \dots, r_{M-1}(l)]$  and is calculated by means of discrete fast Fourier transformation (DFFT) [14]. The result of DFFT of signal convolution (2) is their cross spectrum [16]. Thus, the CAF cross section is a vector of values  $\mathbf{W} = \Psi(l_{\mu D}, d)$  of the received and reference signal cross spectrum. Applying the inverse fast Fourier transformation (IFFT) to the CAF cross section at the next step of the algorithm, we obtain the received and reference signal cross correlation vector **b** with the length of 2D + 1 in the selected delay  $l_{\mu D}$ :

$$\mathbf{b} = F_D^{-1}[\mathbf{W}]$$

where  $F_D^{-1}$  is IFFT.

The obtained vector of cross correlation values can serve as an estimate of the propeller-driven AC echo signal and can be used to detect modulation components and estimate their periodicity. The detection of modulation components caused by blade rotation is performed using CA-CFAR onedimensional adaptive detection algorithm the output of which is vector b', containing b vector element numbers in which the detection of modulation components occurred.

At the next step, the modulation component repetition periods are evaluated. Instant vector is formed

$$\mathbf{t}_i = \frac{i}{\Delta f(2D+1)},$$

where  $i \in \overline{1, 2D + 1}$  is frequency shift element number;  $\Delta f$  is frequency step when calculating CAF.

Elements that correspond to the b' vector values are selected from the t vector and a vector of instants of modulation components **p** is formed. Next, we solve the problem of separating the detected modulation components into groups of periodicities with respect to repetition factor within the given confidence error according to the following system of hypotheses:

$$H_0: \operatorname{mod}[\mathbf{p}(k), \mathbf{p}(k')] > \Delta t;$$

$$H_1 : \operatorname{mod} [\mathbf{p}(k), \mathbf{p}(k')] < \Delta t$$

where  $H_0$  hypothesis specifies that the investigated modulation components are not periodic;  $H_1$  specifies that modulation components are periodic with the period of  $T_{i'}$ ; k, k' are the **p** vector investigated element numbers;  $\Delta t$  is the confidence error.

If the repetition periods of all the modulation components are similar, then the decision is made to detect one-propeller or two-propeller object with the same rotation period. Such object can be classified as "propellerdriven airplane" or single-propeller "helicopter". If the two groups of modulation components with different repetition period are observed, then the decision is made to detect the "helicopter" class object. In this case, the modulation components with longer repetition period are caused by reflections from the main rotor blades, and the modulation components with shorter period are caused by reflections from the helicopter rotor blades. The obtained estimates of the modulation component repetition periods can be used to further identify the AC type by comparing these values with the developed database.

Experimental investigation. Experimental campaign was performed by means of PBR developed in the Saint Petersburg State Electrotechnical University "LETI" [12]. The signal reflected from the Mi-8 helicopter was recorded by PBR located in the city on the roof of the building of the St. Petersburg Electrotechnical University "LETI". The signal of the first multiplex of the Leningrad Radio and Television Transmitting Center (LRTTC) on the 35th channel of the DVB-T2 standard (586 MHz) is used for radar illumination. The distance between the receiver and the DVB-T2 transmitter is 600 m, and the transmitter is allocated at the height of about 300 m. The helicopter was in the PBR observation sector at the distance of 2.5...3 km from the receiver position. Cross-ambiguity function in the "delay( $\tau_{\rm b}$ )-Doppler frequency  $(f_D)$  " coordinates calculated during the recorded signal processing, is shown in Fig. 3.





The helicopter signature is clearly visible and can be extracted from the CAF. In the micro-Doppler signature of the helicopter, it is possible to distinguish the component of the signal reflected from the fuselage, and the Doppler spectrum expansion caused by the rotation of the main rotor and tail rotor blades (Fig. 4).

Fig. 5 shows the helicopter echo signal in time domain after Micro-Doppler signature conversion using IFFT. Modulation components with long repetition period of 62.44 msec are caused by reflections from the main rotor blades (triangular markers). The modulation components with shorter repetition period of 17.48 msec are caused by reflections from the helicopter tail rotor blades (square markers). The obtained estimates of repetition periods can be used for the helicopter classification by comparing with the typical parameters of the helicopters from the database. The derived values correlate with the theoretical repetition periods of the modulation components for the Mi-8 helicopter, which amount to 62.5 msec for reflections from the main rotor blades and 17.5 msec for the tail rotor blades.

The Cessna 172 airplane echo signal was recorded by experimental PBR located at the distance of 49.2 km from the transmitter. The signal of the second multiplex of the LRTTC on the 45th channel of the DVB-T2 standard (666 MHz) is used for radar illumination. The Cessna 172 airplane was located in the PBR observing sector at the height of 300 m at the distance of about 3.5 km from the receiver.





The calculated CAF with micro Doppler signature of propeller-driven aircraft is given in Fig.6. The CAF values around the zero Doppler frequency were normalized for better visualization of the signature caused by the rotation of the airplane propeller blades.

The derived micro Doppler signature of the Cessna 172 airplane is provided in Fig. 7. It consists of the powerful reflection from the fuselage and the weaker components around the fuselage line, corre $\begin{array}{c} b \\ 0.8 \\ 0.6 \\ 0.4 \\ 0.2 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 50 \\ Fig. 8 \\ \end{array}$ 

sponding to the illumination signal reflection from the aircraft rotating propeller blades.

In the time domain in Fig.8 the Cessna 172 echo signal is shown, received after IFFT was applied to the micro Doppler signature. Only one group of periodic components with the same repetition period (square markers) was found. The derived value of the peak repetition period makes 13.3 msec, which strictly corresponds to the real value of the Cessna 172 three-blade propeller rotation period in its cruising flight ( $f_r = 1500 \text{ r.p.m.}$ ).

**Conclusion**. The proposed echo processing algorithm can be used for recognition of propeller-driven AC in PBR using third-party transmitters for radar illumination. The experimental results have demonstrated the algorithm performance efficiency. However, to evaluate the efficiency and probabilistic characteristics, as well as to adjust the proposed algorithm for processing echo signals reflected from AC with different propeller configurations, at various bistatic angles and aspect angles of AC, a large number of additional field or simulation experimental investigations are required.

### REFERENCES

1. Malanowski M., Kulpa K., Misiurewicz J. PaRaDe – PAssive RAdar DEmonstrator Family Development at Warsaw University of Technology. Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium, 22–24 Sept. 2008, Kiev, Ukraine. Piscataway, IEEE, 2008, pp. 75–78.

2. Kuschel H., Ummenhofer M., Lombardo P., Colone F., Bongioanni C. Passive Radar Components of AR-GUS 3D. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2014, vol. 29, no. 3, pp. 15–25.

3. Di Lallo A., Farina A., Fulcoli R., Immediata S., Sedehi M., Tilli E., Timmoneri L. AULOS: Finmeccanica Family of Passive Sensors. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2016, vol. 31, no. 11, pp. 24–29.

4. Barkhatov A. V., Veremyev V. I., Vorobev E. N., Konovalov A. A., Kovalev D. A., Kutuzov V. M, Mikhailov V. N. *Passivnaya kogerentnaya radiolokaciya* [Passive Coherent Radar]. Saint Petersburg, *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2016, 163 p. (In Russian).

5. Misiurewicz J., Kulpa K. S., Czekala Z., Filipek T. A. Radar Detection of Helicopters with Application of 88 CLEAN Method. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2012, vol. 48, no. 4, pp. 3525–3537.

6. Bullard B., Dowdy P. Pulse Doppler Signature of a Rotary-Wing Aircraft. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 1991, vol. 6, no. 5, pp. 28–30.

7. Tikkinen J., Helander E., Visa A. Joint Utilization of Incoherently and Coherently Integrated Radar Signal in Helicopter Categorization. IEEE Intern. Radar Conference, 9–12 May 2005, Arlington, VA, USA. Piscataway, IEEE, 2005, pp. 540–545.

8. Misiurewicz J., Kulpa K., Czekala Z. Analysis of Recorded Helicopter Echo. Radar 97 (Conf. Publ. no. 449), 14–16 Oct. 1997, Edinburgh, UK. London, IET, 1997, pp. 449–453.

9. Clemente C., Soraghan J. J. Passive Bistatic Radar for Helicopters Classification: A Feasibility Study. IEEE Radar Conference, 7–11 May 2012, Atlanta, GA, USA. Piscataway, IEEE, 2012, pp. 0946–0949.

10. Baczyk M., Misiurewicz J., Gromek D., Kulpa K. Analysis of Recorded Helicopter Echo in a Passive Bistatic Radar. European Radar Conference (EuRAD), 9–11 Oct. 2013, Nuremberg, Germany. Piscataway, IEEE, 2013, pp. 243–246.

11. Tikkinen J., Hiltunen K., Martikainen K., Isohookana M. Helicopter Detection Capability of Passive Coherent Location (PCL) Radar. 9th European Radar Conference, 31 Oct. – 2 Nov. 2012, Amsterdam, Netherlands. Piscataway, IEEE, 2012, pp. 138–141.

12. Vorobev E., Barkhatov A., Veremyev V., Kutuzov V. DVB-T2 passive radar developed at Saint Petersburg Electrotechnical University. 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON), 14–17 May 2018, Poznan, Poland. Piscataway, IEEE, 2018, pp. 204–207. 13. Evdokimova E. O. Signal Model for Moving Object Parameters Estimation Based on Doppler Spectrum Analysis. *Izvestiya YuFU. Tekhnicheskie Nauki* [Journal of SFedU. Engineering Sciences]. 2013, no. 5 (142), pp. 122–128. (In Russian)

14. Barkhatov A. V., Kozlov A. S. Radar Amplitude-Range-Doppler Surface Fast Calculation on Graphics Processing Units. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2015, no. 5, pp. 42–47. (In Russian)

15. Kang E. W. Radar System Analysis, Design, and Simulation. Boston, Artech House, 2008, 392 p.

16. Sergienko A. B. *Tsifrovaya obrabotka signalov*: uchebnoe posobie [Digital Signal Processing] 3<sup>rd</sup> ed. SPb., *BKHV-Peterburg*, 2011, 768 p. (in Russian)

#### Received September, 17, 2018

*Evgenii N. Vorobev* – Dual Master's Degree in "Communication Technologies and Communication Systems" and "Communications and signal processing" (2014), Postgraduate student of the Department of Microelectronics and Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", engineer at "Prognoz" Research Institute. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: radar recognition; digital signal processing; passive coherent location.

E-mail: envorobev@etu.ru

*Vladimir V. Veremyev* – Ph.D. in Engineering (2000), Director of the Research Institute of Radioelectronic Systems for Emergency Forecasting "Prognoz". The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: complex ecological monitoring, complex questions of the radar systems design, multiband multistatic radars for air space and sea surface surveillance.

E-mail: vervladiv@gmail.com

**Dmitry V. Kholodnyak** – D.Sc. in Engineering (2016), Professor of the Department of Microelectronics and Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of over 200 scientific publications. Area of expertise: applications of metamaterials, high-temperature superconductors, LTCC technology, and non-Foster circuits for the development of advanced microwave devices with improved performance and enhanced functionality. E-mail: Dmitry.Kholodnyak@mwlab.spb.ru

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Malanowski M., Kulpa K., Misiurewicz J. PaRaDe – PAssive RAdar DEmonstrator family development at Warsaw University of Technology // Microwaves, Radar and Remote Sensing Symp., 22–24 Sept. 2008, Kiev, Ukraine. Piscataway: IEEE, 2008. P. 75–78.

2. Passive radar components of ARGUS 3D / H. Kuschel, M. Ummenhofer, P. Lombardo, F. Colone, C. Bongioanni // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2014. Vol. 29, № 3. P. 15–25.

3. AULOS: Finmeccanica family of passive sensors / A. Di Lallo, A. Farina, R. Fulcoli, S. Immediata, M. Sedehi, E. Tilli, L. Timmoneri // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 2016. Vol. 31, № 11. P. 24–29.

4. Пассивная когерентная радиолокация / А. В. Бархатов, В. И. Веремьев, Е. Н. Воробьев, А. А. Коновалов, Д. А. Ковалев, В. М. Кутузов, В. Н. Михайлов. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. 163 с.

5. Radar detection of helicopters with application of CLEAN method / J. Misiurewicz, K. S. Kulpa, Z. Czekala, T. A. Filipek // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2012. Vol. 48, № 4. P. 3525–3537.

6. Bullard B., Dowdy P. pulse doppler signature of a rotary-wing aircraft // IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. 1991. Vol. 6, № 5. P. 28–30.

7. Tikkinen J., Helander E., Visa A. Joint utilization of incoherently and coherently integrated radar signal in helicopter categorization // IEEE Intern. Radar Conf., 9–12 May 2005, Arlington, VA, USA. Piscataway: IEEE, 2005. P. 540–545.

8. Misiurewicz J., Kulpa K., Czekala Z. Analysis of recorded helicopter echo. Radar 97 (Conf. Publ. № 449), 14–16 Oct. 1997, Edinburgh, UK. London: IET, 1997. P. 449–453.

9. Clemente C., Soraghan J. J. Passive bistatic radar for helicopters classification: A feasibility study // IEEE Radar Conf., 7–11 May 2012, Atlanta, GA, USA. Piscataway: IEEE, 2012. P. 0946–0949.

10. Analysis of recorded helicopter echo in a passive bistatic radar / M. Baczyk, J. Misiurewicz, D. Gromek, K. Kulpa // European Radar Conf. (EuRAD), 9–11 Oct. 2013, Nuremberg, Germany. Piscataway: IEEE, 2013. P. 243–246.

11. Helicopter detection capability of passive coherent location (PCL) radar / J. Tikkinen, K. Hiltunen, K. Martikainen, M. Isohookana // 9th European Radar Conf., 31 Oct. – 2 Nov. 2012, Amsterdam, Netherlands. Piscataway: IEEE, 2012. P. 138–141.

12. DVB-T2 passive radar developed at Saint Petersburg Electrotechnical University / E. Vorobev, A. Barkhatov, V. Veremyev, V. Kutuzov // 22nd Intern. Microwave and Radar Conf. (MIKON), 14–17 May 2018, Poznan, Poland. Piscataway: IEEE, 2018. P. 204–207.

13. Евдокимова Е. О. Модель сигнала для оценки параметров подвижных объектов на основе анализа доплеровского спектра // Изв. ЮФУ. Технические науки. 2013. Т. 142, № 5. С. 122–128.

14. Бархатов А. В., Козлов А. С. Быстрое вычисление частотно-временной функции в радиолокацион-

Статья поступила в редакцию 17 сентября 2018 г.

ной станции на графических процессорах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. № 5. С. 42–47.

15. Kang E. W. Radar System Analysis, Design, and Simulation. Boston: Artech House, 2008. 392 p.

16. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. 3-е изд. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 768 с.

Воробьев Евгений Николаевич – магистр по программе двойного диплома по направлениям "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" и "Communications and Signal Processing" (2014), аспирант кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), инженер 2-й категории НИИ "Прогноз". Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокационное распознавание; цифровая обработка сигналов; пассивная когерентная радиолокация. E-mail: envorobev@etu.ru

Веремьев Владимир Иванович – кандидат технических наук (2000), директор НИИ "Прогноз". Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – комплексный экологический мониторинг; комплексные вопросы построения радиолокационных систем; многодиапазонные многопозиционные радиолокационные комплексы для мониторинга воздушного пространства и морской поверхности. E-mail: vervladiv@gmail.com

Холодняк Дмитрий Викторович – доктор технических наук (2016), профессор кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – применение метаматериалов, высокотемпературных сверхпроводников, технологии LTCC и нефостеровских элементов для создания передовых СВЧ-устройств с улучшенными характеристиками и расширенными функциональными возможностями.

E-mail: Dmitry.Kholodnyak@mwlab.spb.ru



# ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ НА ОСНОВЕ АКУСТИЧЕСКИХ, ОПТИЧЕСКИХ И РАДИОВОЛН

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-91-101 УДК 620.179.16

### К. Е. Аббакумов, Н. В. Степаненко

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

# РАСПРОСТРАНЕНИЕ КРУТИЛЬНЫХ ВОЛН В ДВУХСЛОЙНОЙ ТРУБЕ С УЧЕТОМ КОНТАКТНОЙ ЖЕСТКОСТИ<sup>1</sup>

Аннотация. Двухслойные трубы получают все более широкое распространение в различных областях промышленности и хозяйственной деятельности. Применение такого класса изделий обусловлено особыми условиями эксплуатации. Это повышенная температура, агрессивная среда, повышенное давление. Такие изделия зачастую имеют ограниченный доступ. Поэтому невозможно использовать методы контроля, предполагающие полное сканирование поверхности, без полного извлечения изделия из рабочей среды.

Статья посвящена исследованию распространения волн в двухслойной трубе с учетом жесткости контакта между ее слоями.

Рассмотрено распространение волн в двухслойной трубе с известными упругими параметрами материалов. Аналитическим решением уравнения движения относительно векторного и скалярного потенциалов получено дисперсионное уравнение. Оно описывает частотное распределение фазовых скоростей возможных волн в исследуемом волноводе. Аналогичным образом получено дисперсионное уравнение для двухслойной трубы с учетом степени жесткости контакта между слоями. Для этого в граничные условия введены дополнительные слагаемые, включающие нормальный и тангенциальный коэффициенты контактной жесткости. Показано, что в обоих случаях крутильные волны отделяются от других видов волн и могут быть рассмотрены отдельно.

На основе численного решения дисперсионного уравнения рассмотрено возможное поведение дисперсионных кривых без учета контактной жесткости, а также с учетом контактной жесткости при различных коэффициентах перфорации. Сделан вывод о влиянии контакта между слоями на поведение крутильных волн в двухслойной трубе. Аналогичным методом решена задача для модели однородной трубы с внутренним расслоением.

Даны рекомендации по учету выявленных закономерностей при создании ультразвуковых методов контроля, основанных на распространении крутильных волн.

**Ключевые слова:** нормальные волны, крутильные волны, неразрушающий контроль, ультразвук, труба, дисперсионные кривые

**Для цитирования:** Аббакумов К. Е., Степаненко Н. В. Распространение крутильных волн в двухслойной трубе с учетом контактной жесткости // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 91–101. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-91-101

### Konstantin E. Abbakumov, Nikolay V. Stepanenko

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

## TORSIONAL WAVE SCATTERING IN TWO-LAYER PIPE WITH ACCOUNT FOR CONTACT RIGIDITY

**Abstract.** The purpose of the paper is to study the wave propagation in a two-layer pipe, taking into account the rigidity of the contact between its layers. It is considered by solving the equation of motion for the vector and scalar

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Работа выполнена в рамках государственной работы "Проведение научно-исследовательских работ (фундаментальных научных исследований, прикладных научных исследований и экспериментальных разработок)" базовой части государственного задания Минобрнауки России (код проекта:8.6743.2017/8.9).

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

potentials. A dispersion equation describing the frequency distribution of the phase velocities of waves in the waveguide under investigation is derived. In order to take into account the degree of contact rigidity between layers additional terms are added to the boundary conditions, including the normal (kGN) and tangential (kGT) contact rigidity coefficients. It is shown that torsional waves are separated from other types of waves and can be considered separately. The example of a numerical solution of the dispersion equation shows the possible behavior of dispersion curves without regard to the contact rigidity. The similar problem solution is provided with allowance for contact rigidity at various perforation coefficients. A conclusion is drawn on the effect of contact between layers on torsional wave behavior. The similar method solves the problem for a homogeneous pipe with internal stratification. Recommendations are given for taking into account the revealed regularities in the development of ultrasonic methods of control based on torsional wave propagation.

Key words: guided waves, torsional waves, non-destructive testing, ultrasonic, pipe, dispersion curves

**For citation:** Abbakumov K. E., Stepanenko N.V. Torsional Wave Scattering in Two-Layer Pipe with Account for Contact Rigidity. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 91–101. doi; 10.32603/1993-8985-2018-21-6-91-101 (In Russian) (In Russian)

Введение. Двухслойные трубы получают все более широкое распространение в различных областях промышленности и хозяйственной деятельности. В зависимости от необходимых свойств могут быть использованы как биметаллические изделия, так и металлические трубы с покрытием из полимерных материалов. Так, например, все чаще в качестве пульпопроводов гидротранспортировки в добывающей промышленности используют трубы с износостойким внутренним слоем и внешним слоем из низкоуглеродистой стали (сочетание сталей 30Л и Х12). Применение такого класса изделий обусловлено особыми условиями эксплуатации, такими, как повышенная температура, агрессивная среда, повышенное давление, и зачастую имеет ограниченный доступ, ввиду чего невозможно использовать методы контроля, предполагающие полное сканирование поверхности, без полного извлечения изделия из рабочей среды.

В этих условиях в ряде работ, как отечественных [1]–[4], так и зарубежных [5]–[14], была показана эффективность волноводных методов контроля, в том числе основанных на распространении крутильных волн, для сплошного контроля труб без полного доступа.

Применительно к двухслойным трубам важно учитывать взаимодействие внутреннего и внешнего слоев. В [15] показано влияние такого взаимодействия для продольных волн. Из результатов работы следует, что дополнительные слои существенно влияют на характер дисперсионных кривых. В [16] представлена программа GUIGUW, позволяющая методом конечных элементов получить семейство дисперсионных кривых для различных типов волн, для протяженных моделей разного поперечного сечения, в том числе и двухслойной трубы, с произвольными свойствами материалов. В настоящей статье рассмотрено распространение волн в двухслойной трубе с учетом жесткости контакта между ее слоями. При этом становится возможным как оценивать расслоение в двухслойной среде, так и получить дополнительный информативный параметр для обнаружения дефектов в однородной трубе.

Постановка задачи. Рассмотрим двухслойную бесконечную трубу (рис. 1) с внутренним диаметром  $2r_1$ , внешним диаметром  $2r_3$  и диаметром границы между слоями  $2r_2$ . Ось *z* цилиндрической системы координат расположим на оси трубы. Пространство внутренней трубы, ограниченное цилиндрами с радиусами  $r_1$  и  $r_2$ , обозначим индексом I, внешней, ограниченное цилиндрами с радиусами  $r_2$  и  $r_3$ , – индексом II.



Математическая модель. Для описания распространения колебаний в представленном объекте воспользуемся подходом, предложенным в [17], [18]. Для этого запишем уравнения движения относи-

тельно потенциальных функций через векторный потенциал  $\Psi = \{\Psi_r, \Psi_{\theta}, \Psi_z\}$  и скалярный потенциал  $\varphi$  в цилиндрической системе координат *r*,  $\theta$ , *z*:

$$c_{\mathbf{l}_{\mathrm{I},\mathrm{II}}}^{2}\nabla^{2}\varphi_{\mathrm{I},\mathrm{II}} = \partial^{2}\varphi_{\mathrm{I},\mathrm{II}} / \partial t^{2}; \qquad (1)$$

$$c_{\mathbf{t}_{\mathrm{I},\mathrm{II}}}^{2}\nabla^{2}\Psi_{\mathrm{I},\mathrm{II}} = \partial^{2}\Psi_{\mathrm{I},\mathrm{II}} / \partial t^{2}, \qquad (2)$$

где

$$c_{I_{I,II}}^{2} = (\lambda_{I,II} + 2\mu_{I,II}) / \rho_{I,II}$$

$$c_{I_{I,II}}^{2} = \mu_{I,II} / \rho_{I,II}$$

– скорость распространения продольной (longitudinal) и поперечной (transversal) упругих волн соответственно, причем  $\lambda_{I, II}$ ,  $\mu_{I, II}$  – постоян-

ные Ламэ; р<sub>I, II</sub> – объемные плотности сред.

Положим, что решения уравнений имеют вид:

$$\varphi_{\mathrm{I, II}} = f_{\mathrm{I, II}}(r) \cos(n\theta) \cos(\omega t - \gamma r); \qquad (3)$$

$$\Psi_{rI, II} = h_{rI, II}(r)\sin(n\theta)\sin(\omega t - \gamma r); \qquad (4)$$

$$\Psi_{\theta I, II} = h_{\theta I, II}(r)\cos(n\theta)\sin(\omega t - \gamma r); \quad (5)$$

$$\Psi_{zI,II} = h_{zI,II}(r)\sin(n\theta)\cos(\omega t - \gamma r), \quad (6)$$

где  $n = \overline{0, N}$  — угловой индекс моды колебаний;  $\omega$  — циклическая частота колебаний;  $\gamma = \omega/c$  — волновое число.

Подставив (3) в уравнение движения (1) получим выражение для  $f_{\rm I, \ II}$ :

$$f_{\rm I, II}'' + f_{\rm I, II}'/r + \left(\alpha_{\rm I, II}^2 - n^2/r^2\right)f_{\rm I, II} = 0, \quad (7)$$

где  $\alpha_{I, II}^2 = \omega^2 / c_{II, II}^2 - \gamma^2$ .

После замены переменной  $s = \alpha r$  (7) приводится к уравнению Бесселя:

$$f_{\rm I, II}'' + f_{\rm I, II}/s + \left(1 - n^2/s^2\right) f_{\rm I, II} = 0.$$
 (8)

Подставив (4)-(6) в (2) аналогично получим:

$$h_{zI, II}'' + h_{zI, II}'/r + (\beta_{I, II}^2 - n^2/r^2)h_{zI, II} = 0,$$
 (9)

где  $\beta_{I, II}^2 = \omega^2 / c_{I_{I, II}}^2 - \gamma^2$ .

Для функций  $h_{rI, II}$  и  $h_{\Theta I, II}$  получается система дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} h_{rI, II}'' + \frac{h_{rI, II}'}{r} + \frac{-n^2 h_{rI, II} + 2n h_{rI, II} - h_{rI, II}}{r^2} + \\ + \frac{\omega}{c_{tI, II}^2} h_{rI, II} = 0; \\ h_{\theta I, II}'' + \frac{h_{\theta I, II}'}{r} + \frac{-n^2 h_{\theta I, II} + 2n h_{\theta I, II} - h_{\theta I, II}}{r^2} + \\ + \frac{\omega}{c_{tI, II}^2} h_{\theta I, II} = 0. \end{cases}$$
(10)

Вычтя и сложив уравнения (10) получим:

$$\begin{pmatrix} h_{rI, II}' - h_{\theta I, II}' \end{pmatrix} + \frac{h_{rI, II}' - h_{\theta I, II}}{r} + \\ + \left[ \beta_{I, II}^2 - \left(\frac{n+1}{r}\right)^2 \right] \left( h_{rI, II} - h_{\theta I, II} \right) = 0; \quad (11) \\ \left( h_{rI, II}'' + h_{\theta I, II}'' \right) + \frac{1}{r} \left( h_{rI, II}' + h_{\theta I, II}' \right) + \\ + \left[ \beta_{I, II}^2 - \left(\frac{n+1}{r}\right)^2 \right] \left( h_{rI, II} + h_{\theta I, II} \right) = 0. \quad (12)$$

Решения уравнений (8), (9), (11), (12) имеют вид:

$$\begin{split} f_{\rm I}(r) &= A_{\rm I} Z_n\left(\alpha r\right) + A_2 W_n\left(\alpha r\right);\\ h_{z{\rm I}}\left(r\right) &= A_3 Z_n\left(\alpha r\right) + A_4 W_n\left(\alpha r\right);\\ h_{r{\rm I}} - h_{\theta{\rm I}}\left(r\right) &= 2A_5 Z_{n+1}\left(\alpha r\right) + 2A_6 W_{n+1}\left(\alpha r\right);\\ h_{r{\rm I}}\left(r\right) + h_{\theta{\rm I}}\left(r\right) &= 2A_{13} Z_{n-1}\left(\alpha r\right) + 2A_{14} W_{n-1}\left(\alpha r\right);\\ f_{{\rm II}}\left(r\right) &= A_7 Z_n\left(\alpha r\right) + A_8 W_n\left(\alpha r\right);\\ h_{z{\rm II}}\left(r\right) &= A_9 Z_n\left(\alpha r\right) + A_{10} W_n\left(\alpha r\right);\\ h_{r{\rm II}}\left(r\right) - h_{\theta{\rm II}}\left(r\right) &= 2A_{15} Z_{n-1}\left(\alpha r\right) + 2A_{16} W_{n-1}\left(\alpha r\right); \end{split}$$

где при действительном аргументе  $Z_n = J_n$  – функция Бесселя первого рода *n*-го порядка;  $W_n = Y_n$  – функция Бесселя второго рода *n*-го порядка; при мнимом аргументе  $Z_n = I_n$  – модифицированная функция Бесселя первого рода *n*-го порядка;  $W_n = K_n$  – модифицированная функция Бесселя второго рода *n*-го порядка.

Согласно свойству калибровочной инвариантности [19] возможно однозначно определить вектор движения через 3 компоненты. На основании этого допущения примем:

$$h_{rI, II} = -h_{\theta I, II}$$
.

Таким образом, поле смещения в цилиндрическом упругом стержне выражается функциями:

$$\begin{cases} U_{rI, II} = \left[ f'_{I, II} + (n/r)h_{zI, II} + \gamma h_{rI, II} \right] \times \\ \times \cos(n\theta)\cos(\omega t + \gamma z); \\ U_{\theta I, II} = \left[ -(n/r)f_{I, II} - h'_{zI, II} + \gamma h_{rI, II} \right] \times \\ \times \sin(n\theta)\cos(\omega t + \gamma z); \\ U_{zI, II} = \left\{ -\gamma f_{I, II} - \left[ (n+1)/r \right] h_{rI, II} - h'_{rI, II} \right\} \times \\ \times \cos(n\theta)\sin(\omega t + \gamma z). \end{cases}$$
(13)

Для составления дисперсионного уравнения воспользуемся граничными условиями, заключающимися в равенстве нулю компонент тензора напряжений на свободной поверхности цилиндра и непрерывности тензоров напряжения и смещений на границе раздела:

$$\left( \sigma_{rrI} = \sigma_{rzI} = \sigma_{r\Theta I} \right) \Big|_{r=r_{1}} = 0;$$

$$\left( \sigma_{rrII} = \sigma_{rzII} = \sigma_{r\Theta II} \right) \Big|_{r=r_{3}} = 0;$$

$$\left( 14 \right)$$

$$\left. \begin{array}{c} \sigma_{rrI} = \sigma_{rrII} \\ \sigma_{rzI} = \sigma_{rzII} \\ \sigma_{r\Theta I} = \sigma_{r\Theta II} \\ U_{rI} = U_{rII} \\ U_{zI} = U_{zII} \\ U_{\Theta I} = U_{\Theta II} \end{array} \right|_{r=r_{2}}$$

$$(15)$$

Компоненты тензора напряжения связаны с компонентами тензора деформации законом Гука:

$$\sigma_{rrI, II} = \lambda \left( \frac{\partial U_{rI, II}}{\partial r} + \frac{\partial U_{zI, II}}{\partial z} + \frac{1}{r} \frac{\partial U_{\theta I, II}}{\partial \theta} + \frac{U_{rI, II}}{r} \right) + 2\mu \frac{\partial U_{rI, II}}{\partial r}; \quad (16)$$

$$\sigma_{r\theta I, II} = \mu \left( \frac{1}{r} \frac{\partial U_{rI, II}}{\partial \theta} + \frac{\partial U_{\theta I, II}}{\partial r} - \frac{U_{\theta I, II}}{r} \right); (17)$$

$$\sigma_{rzI, II} = \mu \left( \frac{\partial U_{rI, II}}{\partial z} + \frac{\partial U_{zI, II}}{\partial r} \right).$$
(18)

Подставив (13) в функции (16)–(18), учитывая соотношения (7), (9) и (10), получим:

$$\sigma_{rrI, II} = \left\{ -\lambda_{I, II} \left( \alpha_{I, II}^{2} + \gamma^{2} \right) f_{I, II} + 2\mu \left[ f_{I, II}'' + \frac{n}{r} \left( h_{zI, II}' - \frac{1}{r} h_{zI, II} \right) + \gamma h_{rI, II}'' \right] \right\} \times \cos(n\theta) \cos(\omega t + \gamma z);$$
(19)

$$\sigma_{r\Theta I, II} = \mu \left[ \frac{2n}{r} \left( \frac{1}{r} f_{I, II} - f_{I, II}' \right) + \left( \beta_{I, II}^{2} h_{zI, II} - 2h_{zI, II}' \right) + \gamma \left( h_{rI, II}' - \frac{n+1}{r} h_{rI, II} \right) \right] \times \\ \times \sin(n\theta) \cos(\omega t + \gamma z);$$
(20)

$$\sigma_{rzI, II} = \mu \left[ -2\gamma f'_{I, II} - \frac{n\gamma}{r} h_{zI, II} - \frac{n}{r} h'_{rI, II} - \left( \frac{n^2 - n - 1}{r^2} - \beta_{I, II}^2 + \gamma^2 \right) h_{rI, II} \right] \times \\ \times \cos(n\theta) \sin(\omega t + \gamma z).$$
(21)

Подставив (13), (19)–(21) в граничные условия (14), (15), получим систему

$$\left|a_{i,j}\right|=0,$$

где  $a_{i,j}$   $(i, j = \overline{1, 12})$  – коэффициенты, определяющие дисперсионное уравнение, вычисляемые следующим образом:

$$\begin{aligned} a_{1,1} &= Z'_n \left( \alpha_1 r_2 \right); \\ a_{1,2} &= W'_n \left( \alpha_1 r_2 \right); \\ a_{1,3} &= \gamma Z_{n+1} \left( \beta_1 r_2 \right); \\ a_{1,4} &= \gamma W_{n+1} \left( \beta_1 r_2 \right); \\ a_{1,5} &= \left( n/r_2 \right) Z_n \left( \beta_1 r_2 \right); \\ a_{1,6} &= \left( n/r_2 \right) W_n \left( \beta_1 r_2 \right); \\ a_{1,6} &= -Z'_n \left( \alpha_{\Pi} r_2 \right); \\ a_{1,8} &= -W'_n \left( \alpha_{\Pi} r_2 \right); \\ a_{1,9} &= -\gamma Z_{n+1} \left( \beta_{\Pi} r_2 \right); \\ a_{1,10} &= -\gamma W_{n+1} \left( \beta_{\Pi} r_2 \right); \\ a_{1,11} &= -\left( n/r_2 \right) Z_n \left( \alpha_1 r_2 \right); \\ a_{2,1} &= -\left( n/r_2 \right) W_n \left( \alpha_1 r_2 \right); \\ a_{2,2} &= -\left( n/r_2 \right) W_n \left( \alpha_1 r_2 \right); \\ a_{2,3} &= \gamma Z_{n+1} \left( \beta_1 r_2 \right); \\ a_{2,6} &= -W'_n \left( \beta_1 r_2 \right); \\ a_{2,6} &= -W'_n \left( \beta_1 r_2 \right); \\ a_{2,8} &= \left( n/r_2 \right) W_n \left( \alpha_{\Pi} r_2 \right); \\ a_{2,9} &= -\gamma Z_{n+1} \left( \beta_{\Pi} r_2 \right); \\ a_{2,10} &= -\gamma W_{n+1} \left( \beta_{\Pi} r_2 \right); \\ a_{2,11} &= Z'_n \left( \beta_{\Pi} r_2 \right); \\ a_{2,11} &= Z'_n \left( \beta_{\Pi} r_2 \right); \\ a_{2,12} &= W'_n \left( \beta_{\Pi} r_2 \right); \\ a_{2,12} &= W'_n \left( \beta_{\Pi} r_2 \right); \\ a_{3,1} &= -\gamma Z_n \left( \alpha_1 r_2 \right); \\ a_{3,2} &= -\gamma W_n \left( \alpha_1 r_2 \right); \end{aligned}$$

 $a_{3,3} = -\left[ (n+1)/r_2 \right] Z_{n+1} (\beta_{I} r_2) - Z'_{n+1} (\beta_{I} r_2);$  $a_{3,4} = -\left[ (n+1)/r_2 \right] W_{n+1}(\beta_I r_2) - W'_{n+1}(\beta_I r_2);$  $a_{3,5} = 0;$  $a_{3,6} = 0;$  $a_{3,7} = \gamma Z_n(\alpha_{\Pi} r_2);$  $a_{3,8} = \gamma W_n(\alpha_{\Pi} r_2);$  $a_{3,9} = \left[ (n+1)/r_2 \right] Z_{n+1} (\beta_{II} r_2) + Z'_{n+1} (\beta_{II} r_2);$  $a_{3,10} = \left[ (n+1)/r_2 \right] W_{n+1} (\beta_{II} r_2) + W'_{n+1} (\beta_{II} r_2);$  $a_{3\,11} = 0;$  $a_{3\,12} = 0;$  $a_{41} = -\lambda_{I} \left( \alpha_{I}^{2} + \gamma^{2} \right) Z_{n} \left( \alpha_{I} r_{2} \right) + 2\mu_{I} Z_{n}'' \left( \alpha_{I} r_{2} \right);$  $a_{4,2} = -\lambda_{\mathrm{I}} \left( \alpha_{\mathrm{I}}^2 + \gamma^2 \right) W_n \left( \alpha_{\mathrm{I}} r_2 \right) + 2\mu_{\mathrm{I}} W_n'' \left( \alpha_{\mathrm{I}} r_2 \right);$  $a_{4,3} = 2\mu_{\rm I}\gamma Z'_{n+1}(\beta_{\rm I}r_2);$  $a_{4 \ 4} = 2\mu_{\rm I}\gamma W'_{n+1}(\beta_{\rm I}r_2);$  $a_{4,5} = 2\mu_{\rm I} (n/r_2) [Z'_n (\beta_{\rm I} r_2) - (1/r_2) Z_n (\beta_{\rm I} r_2)];$  $a_{4,6} = 2\mu_{\rm I} (n/r_2) \left[ W'_n (\beta_{\rm I} r_2) - (1/r_2) W_n (\beta_{\rm I} r_2) \right];$  $a_{4,7} = \lambda_{\Pi} \left( \alpha_{\Pi}^2 + \gamma^2 \right) Z_n \left( \alpha_{\Pi} r_2 \right) - 2 \mu_{\Pi} Z_n'' \left( \alpha_{\Pi} r_2 \right);$  $a_{4,8} = \lambda_{II} \left( \alpha_{II}^2 + \gamma^2 \right) W_n \left( \alpha_{II} r_2 \right) + 2\mu_{II} W_n'' \left( \alpha_{II} r_2 \right);$  $a_{4,9} = -2\mu_{\rm H}\gamma W'_{n+1}(\beta_{\rm H}r_2)$  $a_{4\,10} = -2\mu_{\Pi}\gamma W'_{n+1}(\beta_{\Pi}r_2);$  $a_{4,11} = -2\mu_{\text{II}}(n/r_2) \Big[ Z'_{n+1} (\beta_{\text{II}} r_2) - (1/r_2) Z_{n+1} (\beta_{\text{II}} r_2) \Big];$  $a_{4,12} = -2\mu_{\text{II}} (n/r_2) \left[ W'_{n+1} (\beta_{\text{II}} r_2) - (1/r_2) W_{n+1} (\beta_{\text{II}} r_2) \right];$  $a_{5,1} = 2\mu_{I}(n/r_{2})[(1/r_{2})Z_{n}(\alpha_{I}r_{2}) - Z'_{n}(\alpha_{I}r_{2})];$  $a_{5,2} = 2\mu_{I}(n/r_{2})[(1/r_{2})W_{n}(\alpha_{I}r_{2}) - W'_{n}(\alpha_{I}r_{2})];$  $a_{5,3} = \mu_{\mathrm{I}} \gamma \left\{ Z'_{n+1} \left( \beta_{\mathrm{I}} r_{2} \right) - \left\lceil (n+1)/r_{2} \right\rceil Z_{n+1} \left( \beta_{\mathrm{I}} r_{2} \right) \right\};$  $a_{5,4} = \mu_{\mathrm{I}} \gamma \left\{ W_{n+1}'(\beta_{\mathrm{I}} r_{2}) - \left\lceil (n+1)/r_{2} \right\rceil W_{n+1}(\beta_{\mathrm{I}} r_{2}) \right\};$  $a_{5,5} = \mu_{\mathrm{I}} \left[ \beta_{\mathrm{I}}^2 Z_n \left( \beta_{\mathrm{I}} r_2 \right) - Z'_n \left( \beta_{\mathrm{I}} r_2 \right) \right];$  $a_{5,6} = \mu_{\rm I} \left[ \beta_{\rm I}^2 W_n(\beta_{\rm I} r_2) - W'_n(\beta_{\rm I} r_2) \right];$  $a_{5,7} = -2\mu_{\rm II} (n/r_2) [(1/r_2) Z_n (\alpha_{\rm II} r_2) - Z'_n (\alpha_{\rm II} r_2)];$  $a_{5,8} = -2\mu_{\text{II}}(n/r_2) [(1/r_2)W_n(\alpha_{\text{II}}r_2) - W'_n(\alpha_{\text{II}}r_2)];$ 

$$\begin{split} a_{5,9} &= -\mu_{\Pi} \gamma \{ Z'_{n+1}(\beta_{\Pi} r_{2}) - [(n+1)/r_{2}] Z_{n+1}(\beta_{\Pi} r_{2}) \}; \\ a_{5,10} &= \mu_{\Pi} \gamma \{ W'_{n+1}(\beta_{\Pi} r_{2}) - [(n+1)/r_{2}] W_{n+1}(\beta_{\Pi} r_{2}) \}; \\ a_{5,11} &= \mu_{\Pi} [\beta_{\Pi}^{2} Z_{n}(\beta_{\Pi} r_{2}) - Z'_{n}(\beta_{\Pi} r_{2})]; \\ a_{5,12} &= \mu_{\Pi} [\beta_{\Pi}^{2} W_{n}(\beta_{\Pi} r_{2}) - W'_{n}(\beta_{\Pi} r_{2})]; \\ a_{6,1} &= -2\mu_{\Pi} \gamma [Z'_{n}(\alpha_{1} r_{2})]; \\ a_{6,2} &= -2\mu_{\Pi} \gamma [W'_{n}(\alpha_{1} r_{2})]; \\ a_{6,3} &= -\mu_{\Pi}((n/r_{2}) Z'_{n+1}(\beta_{1} r_{2}) + \\ + \{ [(n^{2} - n - 1)/r_{2}^{2}] - \beta_{1}^{2} + \gamma^{2} \} Z_{n+1}(\beta_{1} r_{2}) \}; \\ a_{6,4} &= -\mu_{\Pi}((n/r_{2}) W'_{n+1}(\beta_{1} r_{2}) + \\ + \{ [(n^{2} - n - 1)/r_{2}^{2}] - \beta_{1}^{2} + \gamma^{2} \} W_{n+1}(\beta_{1} r_{2}) \}; \\ a_{6,5} &= -\mu_{\Pi}(n\gamma/r_{2}) Z_{n}(\beta_{1} r_{2}) ; \\ a_{6,6} &= -\mu_{\Pi}(n\gamma/r_{2}) W_{n}(\beta_{1} r_{2}) ]; \\ a_{6,8} &= 2\mu_{\Pi} \gamma [W'_{n}(\alpha_{\Pi} r_{2})]; \\ a_{6,8} &= 2\mu_{\Pi} \gamma [W'_{n}(\alpha_{\Pi} r_{2})]; \\ a_{6,9} &= \mu_{\Pi}((n/r_{2}) Z'_{n+1}(\beta_{\Pi} r_{2}) + \\ + \{ [(n^{2} - n - 1)/r_{2}^{2}] - \beta_{\Pi}^{2} + \gamma^{2} \} Z_{n+1}(\beta_{\Pi} r_{2}) ); \\ a_{6,10} &= \mu_{\Pi}(n\gamma/r_{2}) Z_{n}(\beta_{\Pi} r_{2}); \\ a_{6,12} &= \mu_{\Pi}(n\gamma/r_{2}) Z_{n}(\beta_{\Pi} r_{2}); \\ a_{6,12} &= \mu_{\Pi}(n\gamma/r_{2}) W_{n}(\beta_{\Pi} r_{2}); \\ a_{7,1} &= -\lambda_{1}(\alpha_{1}^{2} + \gamma^{2}) Z_{n}(\alpha_{1} r_{1}) + 2\mu_{1} Z''_{n}(\alpha_{1} r_{1}); \\ a_{7,2} &= -\lambda_{1}(\alpha_{1}^{2} + \gamma^{2}) Z_{n}(\alpha_{1} r_{1}) + 2\mu_{1} Z''_{n}(\alpha_{1} r_{1}); \\ a_{7,3} &= 2\mu_{1} \gamma Z'_{n+1}(\beta_{1} r_{1}); \\ a_{7,4} &= 2\mu_{1} \gamma W'_{n+1}(\beta_{1} r_{1}); \\ a_{7,5} &= 2\mu_{1}(n/r_{1}) [Z'_{n}(\beta_{1} r_{1}) - (1/r_{1}) Z_{n}(\beta_{1} r_{1})]; \\ a_{8,1} &= 2\mu_{1}(n/r_{1}) [U'_{n}) Z_{n} - Z'_{n}(\alpha_{1} r_{1})]; \\ a_{8,3} &= \mu_{1} \gamma \{ Z'_{n+1}(\beta_{1} r_{1}) - [(n+1)/r_{1}] Z_{n+1}(\beta_{1} r_{1}) \}; \\ a_{8,3} &= \mu_{1} \gamma \{ Z'_{n+1}(\beta_{1} r_{1}) - [(n+1)/r_{1}] W'_{n+1}(\beta_{1} r_{1}) \}; \\ a_{8,4} &= \mu_{1} \gamma \{ W'_{n+1}(\beta_{1} r_{1}) - [(n+1)/r_{1}] W'_{n+1}(\beta_{1} r_{1}) \}; \\ a_{8,4} &= \mu_{1} \gamma \{ W'_{n+1}(\beta_{1} r_{1}) - [(n+1)/r_{1}] W'_{n+1}(\beta_{1} r_{1}) \}; \\ a_{8,4} &= \mu_{1} \gamma \{ Z'_{n+1}(\beta_{1} r_{1}) - [(n+1)/r_{1}] W'_{n+1}(\beta_{1} r_{1}) \}; \\ a_{8,4} &= \mu_{1} \gamma \{ Z'_{n+1}(\beta_{1} r_$$

$$\begin{split} a_{8,5} &= \mu_{I} \Big[ \beta_{I}^{2} Z_{n} (\beta_{I} n_{I}) - Z_{n}' (\beta_{I} n_{I}) \Big]; \\ a_{8,6} &= \mu_{I} \Big[ \beta_{I}^{2} W_{n} (\beta_{I} n_{I}) - W_{n}' (\beta_{I} n_{I}) \Big]; \\ a_{9,1} &= -2\mu_{I} \gamma \Big[ Z_{n}' (\alpha_{I} n_{I}) \Big]; \\ a_{9,2} &= -2\mu_{I} \gamma \Big[ W_{n}' (\alpha_{I} n_{I}) \Big]; \\ a_{9,3} &= -\mu_{I} ((n/n_{I}) Z_{n+1}' (\beta_{I} n_{I}) + \\ &+ \Big\{ \Big[ (n^{2} - n - 1)/n^{2} \Big] - \beta_{I}^{2} + \gamma^{2} \Big\} Z_{n+1} (\beta_{I} n_{I}) \Big); \\ a_{9,4} &= -\mu_{I} ((n/n_{I}) W_{n+1}' (\beta_{I} n_{I}) + \\ &+ \Big\{ \Big[ (n^{2} - n - 1)/n^{2} \Big] - \beta_{I}^{2} + \gamma^{2} \Big\} W_{n+1} (\beta_{I} n_{I}) \Big); \\ a_{9,5} &= \mu_{I} (n\gamma/n_{I}) Z_{n} (\beta_{I} n_{I}); \\ a_{9,6} &= \mu_{I} (n\gamma/n_{I}) W_{n} (\beta_{I} n_{I}); \\ a_{9,6} &= \mu_{I} (n\gamma/n_{I}) W_{n} (\beta_{I} n_{I}); \\ a_{10,7} &= \lambda_{II} (\alpha_{II}^{2} + \gamma^{2}) Z_{n} (\alpha_{II} n_{3}) - 2\mu_{II} Z_{n}'' (\alpha_{II} n_{3}); \\ a_{10,8} &= \lambda_{II} (\alpha_{II}^{2} + \gamma^{2}) W_{n} (\alpha_{II} n_{3}) + 2\mu_{II} W_{n}'' (\alpha_{II} n_{3}); \\ a_{10,9} &= -2\mu_{II} \gamma W_{n+1}' (\beta_{II} n_{3}); \\ a_{10,9} &= -2\mu_{II} \gamma W_{n+1}' (\beta_{II} n_{3}); \\ a_{10,10} &= -2\mu_{II} \gamma W_{n+1}' (\beta_{II} n_{3}); \\ a_{10,12} &= -2\mu_{II} (n/n_{3}) \Big[ W_{n+1}' (\beta_{II} n_{3}) - (1/n_{3}) Z_{n+1} (\beta_{II} n_{3}) \Big]; \\ a_{11,7} &= -2\mu_{II} (n/n_{3}) \Big[ (1/n_{3}) W_{n} (\alpha_{II} n_{3}) - Z_{n}' (\alpha_{II} n_{3}) \Big]; \\ a_{11,8} &= -2\mu_{II} (n/n_{3}) \Big[ (1/n_{3}) W_{n} (\alpha_{II} n_{3}) - Z_{n}' (\alpha_{II} n_{3}) \Big]; \\ a_{11,9} &= -\mu_{II} \gamma \Big\{ Z_{n+1}' (\beta_{II} n_{3}) - [(n+1)/n_{3}] Z_{n+1} (\beta_{II} n_{3}) \Big]; \\ a_{11,10} &= \mu_{II} \Big\{ B_{I}^{2} Z_{n} (\beta_{II} n_{3}) - Z_{n}' (\beta_{II} n_{3}) \Big]; \\ a_{11,11} &= \mu_{II} \Big[ B_{I}^{2} Z_{n} (\beta_{II} n_{3}) - Z_{n}' (\beta_{II} n_{3}) \Big]; \\ a_{12,7} &= 2\mu_{II} \gamma \Big[ Z_{n}' (\alpha_{II} n_{3}) \Big]; \\ a_{12,10} &= \mu_{II} ((n/n_{3}) Z_{n+1} (\beta_{II} n_{3}) + \\ + \Big\{ \Big[ (n^{2} - n - 1)/n_{3}^{2} \Big] - \beta_{I}^{2} + \gamma^{2} \Big\} W_{n+1} (\beta_{II} n_{3}) \Big); \\ a_{12,11} &= \mu_{II} (n\gamma/n_{3}) Z_{n} (\beta_{II} n_{3}); \\ a_{12,12} &= \mu_{II} (n\gamma/n_{3}) Z_{n} (\beta_{II} n_{3}); \\ a_{12,12} &= \mu_{II} (n\gamma/n_{3}) Z_{n} (\beta_{II} n_{3}). \\ \end{cases}$$

Введем в граничные условия дополнительные слагаемые, моделирующие условия разрыва на границе двух слоев с использованием нормального и тангенциального модулей контактных жесткостей  $k_{b,n}$  и  $k_{b,\tau}$  [5].

Граничные условия (15) примут вид :

$$\begin{aligned} U_{r\mathrm{I}} &- \frac{\sigma_{rr\mathrm{I}}}{k_{\mathrm{b},\mathrm{n}}} \bigg|_{r=r_{2}} = U_{r\mathrm{II}} \bigg|_{r=r_{2}}; \\ U_{\theta\mathrm{I}} &- \frac{\sigma_{r\theta\mathrm{I}}}{k_{\mathrm{b},\tau}} \bigg|_{r=r_{2}} = U_{\theta\mathrm{II}} \bigg|_{r=r_{2}}. \end{aligned}$$
(22)

Изменятся соответствующие коэффициенты определителя:

$$a_{1,1} = Z'_{n} (\alpha_{1}r_{2}) - \frac{-\lambda_{I} (\alpha_{I}^{2} + \gamma^{2}) Z_{n} (\alpha_{I}r_{2}) + 2\mu_{I} Z''_{n} (\alpha_{I}r_{2})}{k_{b,n}};$$

$$a_{1,2} = W'_{n} (\alpha_{I}r_{2}) - \frac{-\lambda_{I} (\alpha_{I}^{2} + \gamma^{2}) W_{n} (\alpha_{I}r_{2}) + 2\mu_{I} W''_{n} (\alpha_{I}r_{2})}{k_{b,\tau}};$$

$$a_{1,3} = \gamma Z_{n+1} (\beta_{I}r_{2}) - \frac{2\mu_{I} \gamma Z'_{n+1} (\beta_{I}r_{2})}{k_{b,n}};$$

$$a_{1,4} = \gamma W_{n+1} (\beta_{I}r_{2}) - \frac{2\mu_{I} \gamma W'_{n+1} (\beta_{I}r_{2})}{k_{b,n}};$$

$$a_{2,5} = -Z'_{n} (\beta_{I}r_{2}) - \frac{\mu_{I} \left[\beta_{I}^{2} Z_{n} (\beta_{I}r_{2}) - Z'_{n} (\beta_{I}r_{2})\right]}{k_{b,\tau}};$$

$$a_{2,6} = -W'_{n} (\beta_{I}r_{2}) - \frac{\mu_{I} \left[\beta_{I}^{2} W_{n} (\beta_{I}r_{2}) - W'_{n} (\beta_{I}r_{2})\right]}{k_{b,\tau}}.$$

Рассматривая только осесимметричные колебания (n = 0), можно существенно упростить выражения для коэффициентов, а коэффициенты дисперсионного уравнения  $a_{1,5}$ ,  $a_{1,6}$ ,  $a_{1,11}$ ,  $a_{1,12}$ ,  $a_{2,1}$ ,  $a_{2,2}$ ,  $a_{2,7}$ ,  $a_{2,8}$ ,  $a_{4,5}$ ,  $a_{4,6}$ ,  $a_{4,11}$ ,  $a_{4,12}$ ,  $a_{5,1}$ ,  $a_{5,2}$ ,  $a_{5,7}$ ,  $a_{5,8}$ ,  $a_{6,5}$ ,  $a_{6,6}$ ,  $a_{6,11}$ ,  $a_{6,12}$ ,  $a_{7,5}$ ,  $a_{7,6}$ ,  $a_{8,1}$ ,  $a_{8,2}$ ,  $a_{9,5}$ ,  $a_{9,6}$ ,  $a_{10,11}$ ,  $a_{10,12}$ ,  $a_{11,7}$ ,  $a_{11,8}$ ,  $a_{12,11}$ ,  $a_{12,12}$  обратятся в ноль.

В результате получим определитель вида

(23)

$a_{1,1}$	<i>a</i> <sub>1,2</sub>	<i>a</i> <sub>1,3</sub>	$a_{1,4}$	0	0	$a_{1,7}$	$a_{1,8}$	<i>a</i> <sub>1,9</sub>	$a_{1,10}$	0	0
0	0	<i>a</i> <sub>2,3</sub>	$a_{2,4}$	<i>a</i> <sub>2,5</sub>	<i>a</i> <sub>2,6</sub>	0	0	a <sub>2,9</sub>	<i>a</i> <sub>2,10</sub>	<i>a</i> <sub>2,11</sub>	<i>a</i> <sub>2,12</sub>
a <sub>3,1</sub>	<i>a</i> <sub>3,2</sub>	<i>a</i> <sub>3,3</sub>	<i>a</i> <sub>3,4</sub>	0	0	a <sub>3,7</sub>	<i>a</i> <sub>3,8</sub>	<i>a</i> <sub>3,9</sub>	<i>a</i> <sub>3,10</sub>	0	0
<i>a</i> <sub>4,1</sub>	<i>a</i> <sub>4,2</sub>	<i>a</i> <sub>4,3</sub>	$a_{4,4}$	0	0	$a_{4,7}$	<i>a</i> <sub>4,8</sub>	<i>a</i> <sub>4,9</sub>	<i>a</i> <sub>4,10</sub>	0	0
0	0	<i>a</i> <sub>5,3</sub>	$a_{5,4}$	$a_{5,5}$	a <sub>5,6</sub>	0	0	<i>a</i> 5,9	<i>a</i> <sub>5,10</sub>	<i>a</i> <sub>5,11</sub>	<i>a</i> <sub>5,12</sub>
a <sub>6,1</sub>	<i>a</i> <sub>6,2</sub>	0	0	0	0	a <sub>6,7</sub>	a <sub>6,8</sub>	0	0	0	0
$a_{7,1}$	a <sub>7,2</sub>	a <sub>7,3</sub>	$a_{7,4}$	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	a <sub>8,3</sub>	a <sub>8,4</sub>	a <sub>8,5</sub>	a <sub>8,6</sub>	0	0	0	0	0	0
a9,1	a <sub>9,2</sub>	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	$a_{10,7}$	$a_{10,8}$	<i>a</i> <sub>10,9</sub>	<i>a</i> <sub>10,10</sub>	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	<i>a</i> <sub>11,9</sub>	$a_{11,10}$	<i>a</i> <sub>11,11</sub>	<i>a</i> <sub>11,12</sub>
0	0	0	0	0	0	$a_{12,7}$	<i>a</i> <sub>12,8</sub>	0	0	0	0

Переставив строки и столбцы, приведем определитель к поблочно-диагонализированному виду:

$ a_{1,1} $	$a_{1,2}$	$a_{1,3}$	$a_{1,4}$	$a_{1,7}$	$a_{1,8}$	$a_{1,9}$	$a_{1,10}$	0	0	0	0
a <sub>3,1</sub>	<i>a</i> <sub>3,2</sub>	<i>a</i> <sub>3,3</sub>	<i>a</i> <sub>3,4</sub>	a <sub>3,7</sub>	a <sub>3,8</sub>	<i>a</i> 3,9	a <sub>3,10</sub>	0	0	0	0
<i>a</i> <sub>4,1</sub>	<i>a</i> <sub>4,2</sub>	<i>a</i> <sub>4,3</sub>	<i>a</i> <sub>4,4</sub>	<i>a</i> <sub>4,7</sub>	<i>a</i> <sub>4,8</sub>	<i>a</i> <sub>4,9</sub>	<i>a</i> <sub>4,10</sub>	0	0	0	0
a <sub>6,1</sub>	<i>a</i> <sub>6,2</sub>	0	0	a <sub>6,7</sub>	a <sub>6,8</sub>	0	0	0	0	0	0
<i>a</i> <sub>7,1</sub>	$a_{7,2}$	<i>a</i> <sub>7,3</sub>	$a_{7,4}$	0	0	0	0	0	0	0	0
a <sub>9,1</sub>	a <sub>9,2</sub>	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	$a_{10,7}$	$a_{10,8}$	<i>a</i> <sub>10,9</sub>	<i>a</i> <sub>10,10</sub>	0	0	0	0
0	0	0	0	<i>a</i> <sub>12,7</sub>	<i>a</i> <sub>12,8</sub>	0	0	0	0	0	0
0	0	<i>a</i> <sub>8,3</sub>	<i>a</i> <sub>8,4</sub>	0	0	0	0	a <sub>8,5</sub>	a <sub>8,6</sub>	0	0
0	0	<i>a</i> <sub>5,3</sub>	<i>a</i> <sub>5,4</sub>	0	0	<i>a</i> 5,9	<i>a</i> <sub>5,10</sub>	<i>a</i> <sub>5,5</sub>	a <sub>5,6</sub>	<i>a</i> <sub>5,11</sub>	<i>a</i> <sub>5,12</sub>
0	0	0	0	0	0	<i>a</i> <sub>11,9</sub>	$a_{11,10}$	0	0	<i>a</i> <sub>11,11</sub>	<i>a</i> <sub>11,12</sub>
0	0	<i>a</i> <sub>2,3</sub>	$a_{2,4}$	0	0	<i>a</i> <sub>2,9</sub>	$a_{2,10}$	$a_{2,5}$	$a_{2,6}$	$a_{2,11}$	<i>a</i> <sub>2,12</sub>

(24)

Благодаря такому представлению исходный определитель можно записать в виде произведения определителей восьмого порядка *R* и четвертого порядка *T*:

 $|a_{i,j}| = |R_{l,m}||T_{p,q}|,$ 

Тогда дисперсионное уравнение для двухслойной трубы, как и в случае со стержнем и однородной трубой, распадается на два:

$$|R_{l,m}| = 0; |T_{p,q}| = 0.$$
 (25)

Уравнения (25) могут быть представлены в виде:

$$|R_{l,m}| = \begin{vmatrix} a_{1,1} & a_{1,2} & a_{1,3} & a_{1,4} & a_{1,7} & a_{1,8} & a_{1,9} & a_{1,10} \\ a_{3,1} & a_{3,2} & a_{3,3} & a_{3,4} & a_{3,7} & a_{3,8} & a_{3,9} & a_{3,10} \\ a_{4,1} & a_{4,2} & a_{4,3} & a_{4,4} & a_{4,7} & a_{4,8} & a_{4,9} & a_{4,10} \\ a_{6,1} & a_{6,2} & 0 & 0 & a_{6,7} & a_{6,8} & 0 & 0 \\ a_{7,1} & a_{7,2} & a_{7,3} & a_{7,4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{9,1} & a_{9,2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{10,7} & a_{10,8} & a_{10,9} & a_{10,10} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_{12,7} & a_{12,8} & 0 & 0 \end{vmatrix} = 0;$$

$$|T_{p,q}| = \begin{vmatrix} a_{8,5} & a_{8,6} & 0 & 0 \\ a_{5,5} & a_{5,6} & a_{5,11} & a_{5,12} \\ 0 & 0 & a_{11,11} & a_{11,12} \\ a_{2,5} & a_{2,6} & a_{2,11} & a_{2,12} \end{vmatrix} = 0.$$
(26)

где  $l, m = \overline{1, 8}; p, q = \overline{1, 4}.$ 

97

Рассмотрим каждое уравнение по отдельности. В определителе (26) выделим подопределители:

$$|R_1| = \begin{vmatrix} a_{4,1} & a_{4,2} & a_{4,3} & a_{4,4} \\ a_{6,1} & a_{6,2} & 0 & 0 \\ a_{7,1} & a_{7,2} & a_{7,3} & a_{7,4} \\ a_{9,1} & a_{9,2} & 0 & 0 \end{vmatrix};$$
$$|R_2| = \begin{vmatrix} a_{4,7} & a_{4,8} & a_{4,9} & a_{4,10} \\ a_{6,7} & a_{6,8} & 0 & 0 \\ a_{10,7} & a_{10,8} & a_{10,9} & a_{10,10} \\ a_{12,7} & a_{12,8} & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

Из анализа этих определителей и сравнения с ранее полученными результатами [17] видно, что выражения  $|R_1| = 0$  и  $|R_2| = 0$  являются дисперсионными уравнениями для симметричных волн во внутренней и в наружной трубах соответственно.

Аналогичным образом выделим подопределители в системе (27):

$$|D_1| = \begin{vmatrix} a_{8,5} & a_{8,6} \\ a_{5,5} & a_{5,6} \end{vmatrix};$$
(28)

$$|D_2| = \begin{vmatrix} a_{5,11} & a_{5,12} \\ a_{11,11} & a_{11,12} \end{vmatrix},$$
 (29)

а  $|D_1| = 0$  и  $|D_2| = 0$  – дисперсионные уравнения, описывающие крутильные волны во внутренней и в наружной трубах соответственно.

Таким образом, из (24) следует, что внутри двухслойной трубы симметричные и крутильные моды разделяются, аналогично тому, как это происходит в однородной трубе или в двухслойном стержне [18]. Причем как крутильные, так и симметричные моды двухслойной трубы являются результатом взаимодействия только крутильных и только симметричных мод в составляющих ее трубах соответственно.

Если положить один из коэффициентов Ламэ  $\mu_{I}$  или  $\mu_{II}$  равным нулю, что соответствует условию отсутствия одной из составляющих вол-



новод труб, то (27) перейдет в выражение (28) или (29) соответственно, т. е. сведется к дисперсионному уравнению однородной трубы.

Математическое моделирование. Дальнейший анализ проведен по результатам численного решения уравнения без учета адгезии между слоями для двухслойной трубы с внешним диаметром 60 мм, толщиной стенок внешней и внутренней труб 5 мм. Внешняя труба изготовлена из стали 30Л ( $\mu_{\rm I} = 74 \cdot 10^9$  Па,  $\rho_{\rm I} = 7700$  кг/м<sup>3</sup>), внутренняя – из стали X12 ( $\mu_{\rm II} = 86 \cdot 10^9$  Па,  $\rho_{\rm II} = 7810$  кг/м<sup>3</sup>).

Для упрощения расчетов перейдем к относительным величинам сделав следующие замены:

$$\beta_{\mathrm{I}}^{2} = \frac{\omega^{2}}{c_{\mathrm{t}_{\mathrm{I}}}^{2}} - \gamma^{2} = \frac{\omega^{2}}{c_{\mathrm{t}_{\mathrm{I}}}^{2}} - \frac{\omega^{2}}{c^{2}} =$$

$$= \frac{\omega^{2}}{c^{2}} \left( \frac{c_{\mathrm{t}_{\mathrm{I}}}^{2}}{c^{2}} - 1 \right) = \frac{(k_{\mathrm{t}}d)^{2}}{d^{2}} \left( \frac{1}{x^{2}} - 1 \right);$$

$$\beta_{\mathrm{II}}^{2} = \frac{\omega^{2}}{c_{\mathrm{t}_{\mathrm{II}}}^{2}} - \gamma^{2} = \frac{\omega^{2}}{c_{\mathrm{t}_{\mathrm{II}}}^{2}} - \frac{\omega^{2}}{c^{2}} =$$

$$= \frac{\omega^{2}}{c^{2}} \left( \frac{c_{\mathrm{t}_{\mathrm{II}}}^{2}}{c_{\mathrm{t}_{\mathrm{I}}}^{2}} \frac{c_{\mathrm{t}_{\mathrm{I}}}^{2}}{c^{2}} - 1 \right) = \frac{(k_{\mathrm{t}}d)^{2}}{d^{2}} \left( \frac{y^{2}}{x^{2}} - 1 \right),$$

где  $x = c/c_{t_{\mathrm{I}}}; y = c_{t_{\mathrm{II}}}/c_{t_{\mathrm{I}}}; k_{\mathrm{t}}d = (\omega/c)d; d \ge r_3.$ 

Результаты численного расчета представлены на рис. 2. Как и в случае с композиционным стержнем [18], изменения дисперсионных кривых по сравнению с однородной трубой носят не только количественный, но и качественный характер. Видно, что первая мода T(0, 1) бездисперсионна в однородных трубах, однако в случае двухслойной трубы связанная мода обладает заметной дисперсией. Также заметно появление мод в области меньших волновых размеров и существенное изменение характера дисперсионных кривых для мод более высокого порядка, связанное с взаимодействием мод внешней и внутренней труб.

Рассчитанные дисперсионные кривые совпадают с кривыми, которые можно получить при помощи программы GUIGUW [17], что подтверждает адекватность представленной модели.

Более полный анализ распространения крутильных волн в двухслойной трубе может быть получен с учетом адгезии между слоями введением в граничные условия дополнительных слагаемых (см. (22) и (23)). Из дисперсионного уравнения (27) следует, что при рассмотрении крутильных колебаний можно ограничиться введением только коэффициента  $k_{b,\tau}$ , отвечающего за тангенциальную жесткость. Согласно [20] этот коэффициент определяется как

$$k_{\rm b,\tau} = \frac{\mu_{\rm I} \mu_{\rm II}}{\mu_{\rm I} c_{\rm t_{\rm I}} + \mu_{\rm II} c_{\rm t_{\rm II}}} \cdot \frac{2\pi(1-\xi)}{\omega w^2 \xi},$$

где  $\xi$  – коэффициент перфорации, определяющий степень сплошности границы; *w* – пространственный период эквивалентной упорядоченной периодической структуры, модели контакта. При этом условие  $\xi \to 0$  ( $k_{b,\tau} \to 0$ ) соответствует модели свободной границы, а  $\xi \to 1$  ( $k_{b,\tau} \to \infty$ ) – сварного контакта.

На рис. 3 представлены результаты численного расчета дисперсионного уравнения с учетом жесткости контакта для различных коэффициентов перфорации (0, 0.25, 0.6, 0.99). Можно видеть, что при отсутствии контакта решение представляет собой совокупность крутильных волн в однородных трубах. При увеличении адгезии дисперсионные кривые становятся связанными, что приводит к качественным изменениям в поведении кривых. Мода T(0, 1) для обеих труб с увеличением  $\xi$  становится дисперсионной, в то время как моды более высоких порядков сливаются и порождают связанные колебания в двухслойной трубе.

Рассмотрим также решение дисперсионного уравнения для однородной трубы из стали 30Л, имеющей расслоение с нежестким контактом на глубину, равную половине толщины стенки. В качестве модели для такого объекта используем двухслойную трубу с одинаковыми коэффициентами  $\mu_{\rm I} = \mu_{\rm II} = 74 \cdot 10^9$  Па и плотностями  $\rho_{\rm I} = \rho_{\rm II} = 7700$  кг/м<sup>3</sup>. В качестве примера на рис. 4 представлено численное решение такой задачи при  $\xi = 1$  (нет дефекта) и  $\xi = 0.5$ .

Можно отметить, что мода T(0, 1) остается



бездисперсионной при изменении коэффициента перфорации, однако частоты появления мод более высоких порядков смещаются к частотам, соответствующим внешней и внутренней трубам. В том числе первая дисперсионная мода T(0, 2)появляется на более низких частотах.

Заключение. Из изложенного следует, что характер распространения крутильных мод в двух-

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Взаимодействие крутильных волн с дефектами насосно-компрессорных труб, обусловленными протирами и разностенностью / Г. А. Буденков, О. В. Недзвецкая, С. А. Мурашов, А. А. Короткова // Приборостроение в XXI веке. Интеграция науки, образования и производства: тр. науч.-техн. конф., Ижевск, 14–15 апр. 2006 г.Ижевск: Изд-во ИжГТУ, 2006. С. 81-89.

2. Взаимодействие крутильных волн с продольными трещинами труб / Г. А. Буденков, О. В. Недзвецкая, Д. В. Злобин, С. А. Мурашов // Дефектоскопия. 2006. № 6. C. 57-66.

3. Буденков Г. А., Недзвецкая О. В., Далати М. О возможностях акустической дистанционной дефектоскопии протяженных объектов // Дефектоскопия. 2003. № 11. C. 30-33.

4. Мурашов С. А., Коробейникова О. В. Основные параметры акустического контроля протяженных объектов различного профиля с использованием крутильных волн // Вестн. Ижевского гос. техн. ун-та. Ижевск: Изд-во ИжГТУ, 2010. № 2(46). С. 84-88.

5. Rapid, Long-Range Inspection of Chemical Plant Pipework Using Guided Waves / D. Alleyne, B. Pavlacovic, M. Lowe, P. Cawley // Insight . 2001. № 43. P. 93–96, 101.

6. Alleyne D., Lowe M., Cawley P. The Reflection of Guided Waves from Circumferential Notches in Pipes // J. of Applied Mechanics. 1998. № 65. P. 635–641.

7. Practical Long Range Guided Wave Testing: Applications to Pipes and Rails / P. Cawley, M. J. S. Lowe, D. H. Alleyne, B. Pavlacovic, P. Wilcox // Materials Evaluation. 2003. № 61 (1). P. 66–74.

8. Cui L., Liu Y., Soh C. K. Torsional- Guided Waves for Monitoring Cylindrical Structures Using Piezoelectric Macro-Fiber Composite // Health Monitoring of Structural and Biological Systems. Las Vegas, United States, 6-10 March 2011. SPIE. 2011. Vol. 7984. P. 798401-798409.

9. The Reflections of the Fundamental Torsional: Mode from Cracks and Notches in Pipes / A. Demma, P. Gawley, M. Lowe, A. G. Roosenbrand // The J. of the Acoustical Society of America. 2003. №114(2). P. 611-625;

слойной трубе имеет ряд особенностей в сравнении с распространением в однородной трубе. Учет этих особенностей может как повысить надежность выявления дефектов при контроле крутильными волнами, так и стать основой для формирования новых информативных параметров при выявлении расслоений в однородных и составных трубах из различных материалов.

10. Ditri J. Utilization of Guided Elastic Waves for the Characterization of Circumferential Cracks in Hollow Cylinders // The J. of the Acoustical Society of America. 1994. № 96. P. 3769-3775.

11. Hayashi T. Rose J. L. Guided Wave Simulation and Visualization by a Semianalytical Finite Element Method // Materials Evaluation. 2003. № 61 (1). P. 75–79.

12. Hua J, Rose J. L. Guided Wave Inspection Penetration Power in Viscoelastic Coated Pipes // Insight. 2010. 52 (4). P. 195-205.

13. Ratassepp M., Fletcher S., Lowe M. J. S. Scattering of the fundamental torsional mode at an axial crack in a pipe// The J. of the Acoustical Society of America. 2010. № 127. P. 730-740.

14. Velichko A., Wilcox P. D. Excitation and scattering of guided waves: Relationships between solutions for plates and pipes// The J. of the Acoustical Society of America. 2009. № 125. P. 3623-3631.

15. Barshinger J. N., Rose J. L. Guided wave propagation in anelastic hollow cylinder coated with a viscoelastic material.// IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency. 2004. Vol. 51, № 11. P. 1547–1556.

16. Bocchini P., Marzani A., Viola E. Graphical user interface for guided acoustic waves // J. of Computing in Civil Engineering . 2011. № 25(3). P. 202-210.

17. Gazis D. C. Three Dimensional Investigation of the Propagation of Waves in Hollow Circular Cylinders // The J. of the Acoustical Society of America. 1959. № 31. P. 568-578.

18. Каплан М. Д., Веремеенко С. В. Распространение нормальных волн в композиционном (двуслойном) стержне // Дефектоскопия. 1987. № 12. С. 78–87.

19. Gan W. S, Gauge invariance Approach to Acoustic Fields // Acoustical Imaging; ed. Iwaki Akiyama. 2007. Vol. 29. P. 389-394.

20. Аббакумов К. Е. Отражение и прохождение упругих волн на плоской границе с нарушенной адгезией твердых сред // Неразрушающий контроль и диагностика: тез. докл. 15-й Рос. науч.-техн. конф., М., 28 июня – 2 июля 1999 г. М.: РОНКТД, 1999. С. 334.

Статья поступила в редакцию 21 сентября 2018 г.

Аббакумов Константин Евгеньевич – доктор технических наук (2000), профессор (2001), заведующий кафедрой электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – неразрушающий контроль, акустика, техническая диагностика. E-mail: KEAbbakumov@etu.ru

Степаненко Николай Вадимович – магистр техники и технологии по направлению "Приборостроение" (2009), ассистент кафедры электроакустики и ультразвуковой техники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор трех научных публикаций. Сфера научных интересов – неразрушающий контроль, акустика, техническая диагностика. E-mail: NVStepanenko@etu.ru

### REFERENCES

1. Budenkov G.A., Nedzveckaja O.V., Murashov S.A., Korotkova A.A. Vzaimodejstvie krutil'nyh voln s defektami nasosno-kompressornyh trub, obuslovlennymi protirami i raznostennost'ju [Torsional Wave Interaction with Pipe Defects Caused by Wipes and Difference in Wall Thickness]. Priborostroeniev XXI veke. Integracija nauki, obrazovanija i proizvodstva [Instrument Engineering in the XXI century. Integration of Science, Education and Production] Izhevsk, Izh-GTU Publ. 2006, pp. 81–89 (In Russian)

2. Budenkov G. A, Nedzveckaya O. V., Zlobin D. V., Murashov S. A. Interaction of Torsion Waves with Longitudinal Cracks in Tubes. Russian Journal of Nondestructive Testing. 2006, no. 6, pp. 392–397.

3. Budenkov G. A, Nedzveckaya O. V., Dalati M. On Possibilities of Acoustic Remote Nondestructive Testing of Long Objects. Russian Journal of Nondestructive Testing, 2003, no. 11, pp. 833–836.

4. Murashov, S. A., Korobejnikova O. V. Basic Parameters of Acoustic Testing of Extended Objects of Various Profiles Using Torsional Waves. *Vestnik Izhevskogo gosudarstvennogo tehnicheskogo universiteta* [Bulletin IzhSTU]. 2010, no. 2(46), pp. 84–88. (In Russian)

5. Alleyne D., Pavlacovic B., Lowe M., Cawley P. Rapid, Long-Range Inspection of Chemical Plant Pipework Using Guided Waves. Insight. 2001, no. 43, pp. 93–96, 101.

6. Alleyne D., Lowe M., Cawley P. The Reflection of Guided Waves from Circumferential Notches in Pipes. Journal of Applied Mechanics. 1998, no. 65, pp. 635–641.

7. Cawley P., Lowe M. J. S., Alleyne D.H., Pavlacovic B., P. Wilcox. Practical Long Range Guided Wave Testing: Applications to Pipes and Rails. Materials Evaluation. 2003, no. 61 (1), pp. 66–74.

8. Cui L., Liu Y., Soh C. K. Torsional- Guided Waves for Monitoring Cylindrical Structures Using Piezoelectric Macro-Fiber Composite. Health Monitoring of Structural and Biological Systems. Las Vegas, United States. 6–10 March 2011. SPIE. 2011, vol. 7984, pp. 798401–798409.

9. Demma A., Gawley P., Lowe M., Roosenbrand A. G. The Reflections of the Fundamental Torsional: Mode from Cracks and Notches in Pipes. The Journal of the Acoustical Society of America. 2003, no. 114(2), pp. 611–625. 10. Ditri J. Utilization of Guided Elastic Waves for the Characterization of Circumferential Cracks hvHollow Cylinders. The Journal of the Acoustical Society of America. 1994, no. 96, pp. 3769–3775.

11. Hayashi T. Rose J. L. Guided Wave Simulation and Visualization by a Semianalytical Finite Element Method. Materials Evaluation. 2003, no. 61 (1), pp. 75–79.

12. Hua J, Rose J. L. Guided Wave Inspection Penetration Power in Viscoelastic Coated Pipes. Insight. 2010, 52 (4), pp. 195–205.

13. Ratassepp M., Fletcher S., Lowe M. J. S. Scattering of the Fundamental Torsional Mode at an Axial Crack in a Pipe. The Journal of the Acoustical Society of America. 2010, no. 127, pp. 730–740

14. Velichko A., Wilcox P. D. Excitation and Scattering of Guided Waves: Relationships between Solutions for Plates and Pipes. The Journal of the Acoustical Society of America. 2009, no. 125, pp. 3623–3631.

15. Barshinger J. N., Rose J. L. Guided Wave Propagation In Anelastic Hollow Cylinder Coated With A Viscoelastic Material. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency. 2004, vol. 51, no. 11, pp. 1547–1556.

16. Bocchini P., Marzani A., Viola E. Graphical user interface for guided acoustic waves. Journal of Computing in Civil Engineering. 2011, no. 25(3), pp. 202–210.

17. Gazis, D. C. Three dimensional investigation of the propagation of waves in hollow circular cylinders// The Journal of the Acoustical Society of America. 1959. no. 31, pp. 568–578.

18. Kaplan M. D. Veremeenko S .V. Normal Wave Propagation in a Composite (Two-Layer) Rod. *Defektoskopiya*, [Flaw detection]. 1987, no. 12, pp. 78–87. (In Russian)

19. Gan W. S. Gauge invariance Approach to Acoustic Fields. Acoustical Imaging; ed. Iwaki Akiyama. 2007, vol. 29, pp. 389–394.

20. Abbakumov K. E. Otrazhenie i prohozhdenie uprugih voln na ploskoj granice s narushennoj adgeziej tverdyh sred [Elastic Wave Reflection and Passage on Flat Boundary with Broken Adhesion of Solid Media] Nerazrushajushhij kontrol' i diagnostika:Tez. dokl. 15-j Ros. nauchtehn. konf. [Non-Destructive Testing and Diagnostics. Proc. of the 15th Russian scientific and technical conf.]. Moscow, 28 june- 2 july 1999, 334 p. (In Russian)

### Received September, 21, 2018

*Konstantin E. Abbakumov* – D.Sc. in Engineering(2000), Professor (2001), Head of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: non-destructive testing; acoustics; technical diagnostics. E-mail: KEAbbakumov@etu.ru

*Nikolay V. Stepanenko* – Master's Degree in Instrument Engineering (2009), assistant of the Department of Electroacoustics and Ultrasonic Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 3 scientific publications. Area of expertise: non-destructive testing; acoustics; technical diagnostics. E-mail: NVStepanenko@etu.ru

МЕТРОЛОГИЯ И ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И СИСТЕМЫ

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-102-110 УДК 620.179.14

> **В. С. Безкоровайный, В. В. Яковенко, Ю. В. Ливцов** Луганский национальный университет им. Владимира Даля квартал Молодежный, 20-а, г. Луганск, 91034, Украина

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТОЛЩИНЫ УПРОЧНЕННОГО СЛОЯ МЕТАЛЛА МАГНИТНЫМ МЕТОДОМ

Аннотация. Наиболее распространенным методом упрочнения поверхностей осей подвижного состава является обработка холодным пластическим деформированием путем накатки роликами. К основным параметрам технологического процесса после накатывания относятся микротвердость поверхностного слоя металла оси и его глубина. Для контроля поверхностного слоя металла применяется способ, основанный на вырезании продольных штифтов и контроле твердости по методу Виккерса. Существующие методы неразрушающего контроля базируются на измерении индукции и других магнитных величин в объеме сердечника намагничивающего устройства. Это вносит методическую погрешность и ограничивает возможности определения структуры обрабатываемого материала.

Цель работы – теоретическое и экспериментальное исследование метода контроля параметров упрочненного слоя оси при помощи анализа характеристик магнитного поля рассеяния намагниченного локального участка поверхности оси до и после обработки накаткой роликами.

Предложен метод определения толщины упрочненного слоя металла оси подвижного состава, основанный на измерении параметров магнитного поля рассеяния намагниченного локального участка до и после обработки. Для обоснования предлагаемого метода проведено математическое моделирование магнитного поля рассеяния локального намагниченного участка оси.

Контроль упрочненного слоя металла выполняется намагничиванием локального участка оси электромагнитом с последующим измерением напряженности магнитного поля рассеяния. Определяется максимальное значение горизонтальной составляющей напряженности магнитного поля, которое является информативным параметром. Разработана математическая модель магнитного поля намагниченного участка, приведены результаты численных и натурных экспериментов. Оценено расхождение экспериментальных данных и результатов теоретических расчетов.

Метод дает возможность контролировать толщину упрочненного слоя металла и качество упрочнения оси подвижного состава.

Ключевые слова: упрочнение металла, магнитное поле, электромагнит, феррозонд, интегральное уравнение, намагниченность, эксперимент

**Для цитирования:** Безкоровайный В. С., Яковенко В. В., Ливцов Ю. В. Определение толщины упрочненного слоя металла магнитным методом // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 102–110. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-102-110

V. S Bezkorovayniy, V. V. Yakovenko, Y. V. Livtsov Luhansk National University named after Vladimir Dahl 20-a, Molodezhnyi Quarter, 91034, Lugansk, Ukraine

## DETERMINATION OF HARDENED METAL LAYER THICKNESS USING MAGNETIC METHOD

**Abstract.** The routine method to control metal surface layer is Vickers hardness test method. The existing nondestructive testing methods are based on measuring induction density and other magnetic quantities in magnetizer core. This causes the method error and restricts the ability to determine the structure of the processed material. The paper provides theoretical and experimental investigation of the method for controlling the hardened axis layer parameters by analyzing characteristics of stray magnetic field of the axis magnetized local surface area before and after rouletting. A method is proposed for determining the hardened metal layer thickness of the rolling stock axis, based on measuring the parameters of the magnetized local area stray magnetic field before and after processing. To justify the proposed method, mathematical modeling of stray magnetic field of the axis local magnetized section is performed before and after processing. Inspection for the hardened metal layer is performed using magnetization of the axis local segment with electromagnet, followed by measuring the stray magnetic field strength. The maximum value of the horizontal magnetic force is determined, which is an informative parameter. A mathematical model is developed for the magnetized section magnetic field, the results of numerical and field experiments are presented. The discrepancy between the experimental data and the results of theoretical calculations is estimated. The method makes it possible to control the thickness of the hardened metal layer and the quality of the hardening of the rolling stock axis.

Key words: hardening of metal, magnetic field, electromagnet, ferro-gap, integral equation, magnetization, experiment

**For citation:** Bezkorovayniy V. S, Yakovenko V. V., Livtsov Yu. V. Determination of Hardened Metal Layer Thickness Using Magnetic Method. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 102–110. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-102-110 (In Russian)

Введение. Среди методов упрочнения поверхностей осей подвижного состава наиболее распространена обработка холодным пластическим деформированием с помощью накатки роликами [1], [2]. К основным параметрам технологического процесса накатывания относятся микротвердость и глубина поверхностного слоя, которые в настоящее время контролируются путем вырезания из оси продольных штифтов. Твердость поверхностного слоя металла при таком способе определяется по методу Виккерса.

Качество упрочненного слоя металла определяется также коэрцитиметрическим методом, который не требует разрушения металла [3]–[6]. Все существующие методы основаны на измерении индукции и других магнитных величин в объеме сердечника намагничивающего устройства [7], [8]. Это не только вносит методическую погрешность, но и ограничивает возможности определения структуры обрабатываемого материала. Полученные данные о магнитных характеристиках верхнего слоя обработанной роликами оси сравниваются с данными некоторой усредненной структуры металла, что также вносит погрешность. Так, магнитные характеристики различных осей могут отличаться на 30–50 %.

Поэтому предлагается метод определения параметров упрочненного слоя металла оси, основанный на измерении параметров магнитного поля рассеяния намагниченного локального участка оси непосредственно во время обработки до упрочнения металла и сразу после нее.

Для обоснования предлагаемого метода проведено математическое моделирование магнитного поля рассеяния локального намагниченного участка оси до обработки и после нее. Намагничивание производится П-образным электромагнитом, измерение магнитного поля рассеяния – феррозондами.

Цель работы. Теоретическое и экспериментальное обоснование метода контроля параметров упрочненного слоя оси при помощи анализа характеристик магнитного поля рассеяния намагниченного локального участка поверхности оси до обработки накаткой роликами и после нее.

Материалы и результаты исследований. Процедура контроля заключается в следующем. Участок оси подвижного состава перед обработкой роликами намагничивается П-образным электромагнитом. Намагниченный участок в дальнейшем называется меткой. Электромагнит удаляется с поверхности детали, и магнитное поле рассеяния метки измеряется двумя феррозондами, один из которых измеряет горизонтальную составляющую вектора напряженности поля, а второй – вертикальную. Феррозонд перемещают вдоль метки.

Данные о параметрах магнитного поля фиксируются в числовой форме. После удаления с поверхности оси и измерения параметров магнитного поля метки происходит упрочнение поверхности детали. Обработка происходит при одном проходе роликов по поверхности оси [9]. После обработки происходит повторное измерение параметров поля рассеяния феррозондов вышеописанным методом. Затем, сравнивая параметры магнитного поля рассеяния до обработки и после нее, оценивают толщину упрочненного слоя и его твердость.

При построении математической модели магнитного поля метки делаются следующие допущения: магнитный материал оси считается изотропным, процесс определения магнитных характеристик материала – статическим. Поскольку процедуру расчета поля требуется проводить неоднократно, математическая модель магнитного поля должна быть достаточно простой, но обеспечивать достаточную точность расчета. Основой математической модели трехмерного магнитного поля служит пространственное интегральное векторное уравнение [10]

$$\mathbf{H}(Q) = -\frac{1}{4\pi} \left[ \int_{S_P} \frac{\mathbf{M} \mathbf{n} \mathbf{R}_{PQ}}{\mathbf{R}_{PQ}^3} dS_P - \int_{V_P} \frac{\operatorname{div} \mathbf{M} \cdot \mathbf{R}_{PQ}}{\mathbf{R}_{PQ}^3} dV_P \right] + \mathbf{H}_{\mathrm{CT}}(P), \qquad (1)$$

где  $\mathbf{H}(Q)$  – напряженность магнитного поля внутри металла; Q, P – точки наблюдения и источника соответственно;  $S_P$  – площадь поверхности тела источника;  $\mathbf{M}$  – вектор намагниченности;  $\mathbf{n}$  – нормаль к поверхности ферромагнитного материала;  $\mathbf{R}_{PQ}$  – вектор, проведенный из точки источника в точку наблюдения;  $V_P$  – объем тела источника;  $\mathbf{H}_{ct}(P)$  – напряженность стороннего намагничивающего поля.

При разбиении области метки на элементарные объемы (ЭО), представляющие собой параллелепипеды, интегральное уравнение (1) редуцируется к системе алгебраических уравнений [11]

$$\mathbf{H}_{i} = -\frac{1}{4\pi} \sum_{j=1}^{F} \sum_{e=1}^{6} \left( \mathbf{M}_{j} \mathbf{n}_{je} \right) \int_{S_{ej}} \frac{\mathbf{R}_{ji}}{\mathbf{R}_{ji}^{3}} dS_{je} + \mathbf{H}_{\mathrm{CT}\,i}, (2)$$

где i, j – точки наблюдения и источника; F – число ЭО; e – сторона параллелепипеда, по которой производится интегрирование.

Намагниченность есть функция напряженности магнитного поля M(H). Зависимость M(H)аппроксимируется аналитическими зависимостями, предложенными в [12]. Кривая намагниченности рассчитывается по формуле

$$\mathbf{M}(\mathbf{H}) = \chi_{\mathrm{H}} \frac{\mathbf{H}_{\mathrm{c}} \mathbf{H}}{\mathbf{H}^{2} + \mathbf{H}_{\mathrm{c}}^{2}} + \frac{\mathbf{M}_{s}}{\pi} \frac{\mathbf{H}^{2}}{\left(\mathbf{H}^{2} + b\mathbf{H}_{\mathrm{c}}^{2}\right)} \times \\ \times \left(\operatorname{arctg} \frac{\mathbf{H}_{\mathrm{c}} + \mathbf{H}}{\mathbf{H}_{0}} - \operatorname{arctg} \frac{\mathbf{H}_{\mathrm{c}} - \mathbf{H}}{\mathbf{H}_{0}}\right), \quad (3)$$

где **H** – напряженность магнитного поля в ферромагнитном материале;  $\chi_{\rm H}$  – начальная магнитная восприимчивость; **H**<sub>c</sub> – коэрцитивная сила; **H**<sub>0</sub> – начальная напряженность; **M**<sub>s</sub> – намагни-

ченность насыщения;  $b = \frac{\mathbf{M}_s}{\pi} \frac{\operatorname{arctg}(2\mathbf{H}_c/\mathbf{H}_0)}{\mathbf{M}_c - \chi_H \mathbf{H}_c/2} - 1,$ 

 $\mathbf{H}_0 = \mathbf{H}_c / tg \left( \frac{\mathbf{M}_r}{\mathbf{M}_s} \frac{\pi}{2} \right), \quad \mathbf{M}_r$  – остаточная намагни-

ченность,  $\mathbf{M}_{c}$  – намагниченность при  $\mathbf{H} = \mathbf{H}_{c}$ . Кривая возврата описывается формулой

$$\mathbf{M} = \frac{\mathbf{M}_{s}}{\pi} \left( \arctan \frac{\mathbf{H}_{c} - \mathbf{H}}{\mathbf{H}_{0}} - \arctan \frac{\mathbf{H}_{c}}{\mathbf{H}_{0}} \right) + \left( \arctan \frac{\pi}{2} \frac{\mathbf{H} + \mathbf{H}_{c}}{\mathbf{H}_{0}} - \operatorname{arctg} \frac{\pi}{2} \frac{\mathbf{H} - \mathbf{H}_{c}}{\mathbf{H}_{0}} \right).$$

Магнитное поле вектора напряженности  $\mathbf{H}_{cT}$ , создаваемое П-образным электромагнитом, аппроксимируется полем двух полюсов (рис. 1). На рис. 1 показаны: 2a - длина проекции полюсного наконечника П-образного электромагнита; 2c -ширина проекции полюсного наконечника П-образного электромагнита; 2t -расстояние между полюсами полюсного наконечника П-образного электромагнита.



Составляющие вектора напряженности **H**<sub>ст</sub> рассчитываются по следующим формулам:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\text{CT}\,z_{i}} &= \frac{\mathbf{M}_{n}}{4\pi} \int_{-c-a}^{c} \int_{\left[\left(x_{i}-x_{j}-t\right)^{2}+y_{i}^{2}+\left(z_{i}-z_{j}\right)^{2}\right]^{3/2}} - \int_{-c-a}^{c} \int_{\left[\left(x_{i}-x_{j}+t\right)^{2}+y_{i}^{2}+\left(z_{i}-z_{j}\right)^{2}\right]^{3/2}} = \\ &= \frac{\mathbf{M}_{n}}{\left[\left(x_{i}-x_{j}+t\right)^{2}+y_{i}^{2}+\left(z_{i}-z_{j}\right)^{2}\right]^{3/2}} = \\ &= \frac{\mathbf{M}_{n}}{8\pi} \left[\ln\left|x_{i}-t-x_{j}+\right. + \left. + \sqrt{\left(x_{i}-x_{j}-t\right)^{2}+y_{i}^{2}+\left(z_{i}-z_{j}\right)^{2}} \right| - \\ &- \ln\left|x_{i}+t-x_{j}+\right. + \left. + \sqrt{\left(x_{i}-x_{j}+t\right)^{2}+y_{i}^{2}+\left(z_{i}-z_{j}\right)^{2}} \right| \right] \right|_{-c}^{c} \right|_{-a}^{a}; \end{aligned}$$

где  $\mathbf{M}_n$  – нормальная составляющая намагниченности;  $x_i$ ,  $y_i$ ,  $z_i$  – координаты точки наблюдения;  $x_j$ ,  $y_j$ ,  $z_j$  – координаты точки источника.

Область ферромагнитного металла метки разбивается на ЭО, как показано на рис. 2: i – точка наблюдения; j – точка источника;  $\mathbf{R}_i$  – радиусвектор между началом координат и точкой наблюдения;  $\mathbf{R}_j$  – радиус-вектор между началом координат и точкой источника;  $\mathbf{R}_{ij}$  – радиус-



вектор между точкой источника и точкой наблюдения;  $2\Delta x - длина$  ЭО;  $2\Delta y - ширина$  ЭО;  $2\Delta z - высота$  ЭО.

В каждом ЭО с помощью (3) определяются составляющие вектора намагниченности:

$$\mathbf{M}_{xi}^{(o)} = \mathbf{M}_{i}^{(o)} \frac{\mathbf{H}_{xi}^{(o)}}{\mathbf{H}_{i}^{(o)}};$$
$$\mathbf{M}_{yi}^{(o)} = \mathbf{M}_{i}^{(o)} \frac{\mathbf{H}_{yi}^{(o)}}{\mathbf{H}_{i}^{(o)}};$$
$$\mathbf{M}_{zi}^{(o)} = \mathbf{M}_{i}^{(o)} \frac{\mathbf{H}_{zi}^{(o)}}{\mathbf{H}_{i}^{(o)}};$$

где О – номер элементарного объема.

В свернутом виде система уравнений (2) выглядит следующим образом:

$$\mathbf{H}_{i}^{(k)} = \begin{bmatrix} C_{ij} \end{bmatrix} \mathbf{M}_{j}^{(k)} + \mathbf{H}_{\text{CT}i}; \ i, j = \overline{1, F}, \qquad (4)$$

где k – номер итерации; С – коэффициент.

Коэффициенты системы уравнений (4) имеют аналитические зависимости:

$$\begin{split} C_{xx} &= \frac{1}{4\pi} \arctan \left[ \frac{\left( z_{j} - z_{i} + z \right) \left( y_{j} - y_{i} + y \right)}{\left( x_{j} - x_{i} + x \right) R} \right|_{-\Delta x} \left|_{-\Delta y}^{\Delta x} \right|_{-\Delta z}^{\Delta z}; \\ C_{yy} &= \frac{1}{4\pi} \arctan \left[ \frac{\left( z_{j} - z_{i} + z \right) \left( x_{j} - x_{i} + x \right)}{\left( y_{j} - y_{i} + y \right) R} \right]_{-\Delta x} \left|_{-\Delta x}^{\Delta y} \right|_{-\Delta z}^{\Delta z}; \\ C_{zz} &= \frac{1}{4\pi} \arctan \left[ \frac{\left( x_{j} - x_{i} + x \right) \left( y_{j} - y_{i} + y \right)}{\left( z_{j} - z_{i} + z \right) R} \right]_{-\Delta x} \left|_{-\Delta y}^{\Delta x} \right|_{-\Delta z}^{\Delta y}; \\ C_{xy} &= C_{yx} = \frac{1}{8\pi} \ln \left| z_{j} - z_{i} + z + R \right|_{-\Delta x} \left|_{-\Delta x}^{\Delta y} \right|_{-\Delta z}^{\Delta z}; \\ C_{xz} &= C_{zx} = \frac{1}{8\pi} \ln \left| y_{j} - y_{i} + y + R \right|_{-\Delta x} \left|_{-\Delta y}^{\Delta y} \right|_{-\Delta z}^{\Delta z}; \\ C_{yz} &= C_{zy} - \frac{1}{8\pi} \ln \left| x_{j} - x_{i} + x + R \right|_{-\Delta x} \left|_{-\Delta y}^{\Delta y} \right|_{-\Delta z}^{\Delta z}; \end{split}$$

$$R = \sqrt{(x_j - x_i + x)^2 + (y_j - y_i + y)^2 + (z_j - z_i + z)^2}$$

где *R* – область намагничивания.

На каждом последующем (k+1)-м цикле итераций определяется намагниченность  $\mathbf{M}_{i}^{(k+1)}$  ЭО. Система уравнений (4) решается итерационным способом. Перед решением (4) определяется область метки; в ее объем входят те ЭО, для которых  $|\mathbf{H}^{(0)}| < \mathbf{H}_{p}$ , где  $\mathbf{H}_{p}$  – напряженность области Рэлея.

Величина  $\mathbf{M}_n$  определяется методом расчета магнитной цепи, состоящей из сердечника П-образного электромагнита с магнитной проницаемостью  $\mu(\mathbf{H})$  и его зеркального изображения. Поскольку зависимость  $\mu(\mathbf{H})$  нелинейная, расчет ведется итерационным методом:

$$\mathbf{M}^{k+1} = \frac{IW\left[\mu(\mathbf{M})^{(k)} - 1\right]}{l_{c} + l_{B}\mu(\mathbf{M})^{(k)}},$$
(5)

где I — ток через обмотку намагничивающего устройства; W — число витков обмотки намагничивающего устройства;  $\mu(\mathbf{M})$  — зависимость магнитной проницаемости сердечника П-образного электромагнита от намагниченности;  $l_{\rm c}$  — длина сердечника электромагнита;  $l_{\rm B}$  — размер воздушного зазора между полюсами электромагнита и поверхностью контролируемой детали.

Напряженность намагничивающего поля для каждого ЭО определяется из (2) при  $\mathbf{H}_{\text{ст}i} = 0$ , т. е.

$$\mathbf{H}_{i} = -\frac{1}{4\pi} \sum_{j=1}^{F} \sum_{e=1}^{6} \left( \mathbf{M}_{j} \mathbf{n}_{je} \right) \int_{S_{kj}} \frac{\mathbf{R}_{ij}}{\mathbf{R}_{ij}^{3}} dS_{je}$$

В каждом ЭО определяются усредненные по объему проекции вектора размагничивающего коэффициента

$$\mathbf{N}_{xi} = \frac{\mathbf{H}_{p \ xi}}{\mathbf{M}_{xi}};$$
$$\mathbf{N}_{yi} = \frac{\mathbf{H}_{p \ yi}}{\mathbf{M}_{yi}};$$
$$\mathbf{N}_{zi} = \frac{\mathbf{H}_{p \ zi}}{\mathbf{M}_{\tau i}}.$$

Математическая модель магнитного поля каждого ЭО для каждой составляющей вектора М может быть представлена структурной схемой, показанной



на рис. 3 [13] (χ – магнитная восприимчивость; N – вектор размагничивающего коэффициента). Согласно структурной схеме,

$$\begin{split} \mathbf{M}_{x} &= \frac{\mathbf{H}_{\mathrm{cT}x} \chi(\mathbf{H})}{1 + \mathbf{N}_{x} \chi(\mathbf{H})}; \\ \mathbf{M}_{y} &= \frac{\mathbf{H}_{\mathrm{cT}y} \chi(\mathbf{H})}{1 + \mathbf{N}_{y} \chi(\mathbf{H})}; \\ \mathbf{M}_{z} &= \frac{\mathbf{H}_{\mathrm{cT}z} \chi(\mathbf{H})}{1 + \mathbf{N}_{z} \chi(\mathbf{H})}. \end{split}$$

Составляющие вектора намагниченности при намагничивании метки можно найти из следующих нелинейных уравнений при различных значениях напряженности намагничивающего поля:

$$\mathbf{N}_{x}\mathbf{M}_{xi}(\mathbf{H}) + \mathbf{H}_{xi} = \mathbf{H}_{\mathrm{CT}xi};$$
  

$$\mathbf{N}_{y}\mathbf{M}_{yi}(\mathbf{H}) + \mathbf{H}_{yi} = \mathbf{H}_{\mathrm{CT}yi};$$
  

$$\mathbf{N}_{z}\mathbf{M}_{zi}(\mathbf{H}) + \mathbf{H}_{zi} = \mathbf{H}_{\mathrm{CT}zi}.$$
  
(6)

В результате решения (6) определяются значения составляющих векторов  $\mathbf{H}_i$  и  $\mathbf{M}_i$ , при этом используется зависимость  $\mathbf{M}(\mathbf{H})$  (3).

При определении остаточного магнитного поля, т. е. при  $\mathbf{H}_{ct} = 0$ , используются уравнения

$$\mathbf{N}_{xi}\mathbf{M}_{xi}(\mathbf{H}) + \mathbf{H}_{p\ xi} = 0;$$
  

$$\mathbf{N}_{yi}\mathbf{M}_{yi}(\mathbf{H}) + \mathbf{H}_{p\ yi} = 0;$$
  

$$\mathbf{N}_{zi}\mathbf{M}_{zi}(\mathbf{H}) + \mathbf{H}_{p\ zi} = 0.$$
(7)

Зависимость M(H) берется во втором квадранте.

На первом этапе расчета магнитного поля рассеяния метки с помощью зависимости (5) определяются величины  $\mathbf{M}_n$ . При необработанной поверхности оси рассчитывается вектор намагниченности в области метки. Предварительно определяются границы области метки, объем метки разбивается на ЭО и численным методом решается система алгебраических уравнений (2). Предварительно в каждом ЭО находится векторная величина  $\mathbf{H}_{ct}$ . При решении (2) ис-

пользуется зависимость M(H) (3). Результат решения (2) есть значение  $M_i(H)$  в каждом ЭО. Значения  $M_i(H)$  позволяют рассчитать составляющие вектора напряженности поля на поверхности оси, т. е. поле рассеяния метки. Рассчитываются также составляющие вектора N. После определения его составляющих рассчитывается остаточная намагниченность метки (после удаления намагничивающего электромагнита с поверхности оси с помощью решения уравнений (7)).

Напряженности поля рассеяния рассчитывается по формуле

$$\mathbf{H}_{l} = \frac{1}{4\pi} \sum_{j=1}^{F} \sum_{e=1}^{6} \left( \mathbf{M}_{j} \mathbf{n}_{je} \right) \int_{S_{ej}} \frac{\mathbf{R}_{il}}{\mathbf{R}_{il}^{3}} dS_{je}.$$

Параметры поля рассеяния метки измеряются феррозондовыми магнитометрами. После обработки поверхности оси магнитная структура верхнего слоя металла разрушается и размагничивается, а область сердцевины оси остается намагниченной. Полагается, что область упрочненного металла ненамагниченная и над нею находится ферромагнитный размагниченный слой металла толщиной  $\Delta y$ , магнитные характеристики которого отличны от исходных (рис. 4).

Согласно методу зеркальных изображений [14], [15] в размагниченном деформацией металле существует намагниченность, причем вектор намагниченности имеет направление, противоположное вектору намагниченности в соседнем нижнем слое металла толщиной  $\Delta y$ . При таком распределении намагниченности в области метки проводится численный расчет, который и составляет второй этап расчета магнитного поля.

После определения направления и значения вектора намагниченности в упрочняемом слое толщиной  $\Delta y$  рассчитывается магнитное поле рассеяния метки после упрочнения верхнего слоя металла. Максимальное значение горизонтальной составляющей вектора напряженности содержит информацию о толщине упрочняемого слоя металла  $\Delta y$  [16], [17].





При численных расчетах использовались следующие данные о параметрах П-образного электромагнита и магнитных характеристиках материала оси: 2a = 0.03 м; 2b = 0.03 м; 2t = 0.06 м: для неупрочненного металла (Сталь 20) –

$$\chi_{\rm H} = 15;$$
  
 $\mathbf{M}_s = 1.16 \cdot 10^6 \text{ A/m};$   
 $\mathbf{M}_r = 0.76 \cdot 10^6 \text{ A/m};$   
 $\mathbf{H}_c = 2.65 \cdot 10^3 \text{ A/m};$   
 $\mathbf{M}_c = 0.32 \cdot 10^6 \text{ A/m};$ 

для упрочненного металла –

$$\chi_{\rm H} = 10,$$
  
 $\mathbf{M}_s = 0.98 \cdot 10^6 \text{ A/m};$   
 $\mathbf{H}_c = 3.5 \cdot 10^3 \text{ A/m};$   
 $\mathbf{M}_c = 0.28 \cdot 10^6 \text{ A/m};$ 

число ампер-витков  $10^3$  А.

Объем метки разбивается на 428 ЭО. Напряженность поля рассеяния метки рассчитывалась на расстоянии 0.008 м от поверхности. Толщина слоя упрочненного металла изменялась в пределах 0...0.006 м. В результате расчета получены данные о горизонтальной и вертикальной составляющих вектора напряженности магнитного поля рассеяния, которые приведены в виде графиков на рис. 5, где обозначены зависимости от x до обработки, при  $\Delta y = 3$  мм:  $l, 2 - H_x$ ;  $3, 4 - H_y$ . Сплошные линии – теория, штриховые – эксперимент.

Из рис. 5 видно, что горизонтальная составляющая в центре метки имеет максимум, вертикальная равна нулю. Это создает возможность на поверхности оси определить центр метки и ее максимум. Феррозонды с горизонтально расположенными сердечниками предназначены для измерения максимального значения напряженности, феррозонд с вертикально расположенными





сердечниками дает возможность определить центр метки, в котором горизонтальная составляющая напряженности имеет максимум **H**<sub>x max</sub>. Максимальное значение напряженности – информативный параметр.

На рис. 6 показана зависимость максимального значения горизонтальной составляющей вектора напряженности поля рассеяния от толщины упрочненного слоя  $\Delta y$ . Видно, что при  $\Delta y > 2 \cdot 10^{-3}$  м зависимость имеет линейный участок, что дает возможность контролировать толщину упрочняемого слоя в рабочем диапазоне его измерения  $\Delta y$ .

Изменение магнитных параметров упрочненного слоя металла оказывает на порядок меньшее влияние на величину  $\mathbf{H}_{\max}$  – максимальное значение напряженности  $\mathbf{H}_{y}(y)$ , поэтому твердость упрочненного слоя металла следует определять коэрцитиметрическим методом [18].

На практике измерение толщины упрочненного слоя металла проводится в следующей последовательности. До обработки оси на ее поверхность ставится электромагнит с П-образным сердечником и подается ток в его обмотку. Происходит формирование метки. После этого электромагнит убирается с поверхности оси и по поверхности перемещается блок феррозондов, состоящий из двух феррозондов с вертикально и горизонтально расположенными сердечниками. При нулевом сигнале феррозонда с вертикальными сердечниками формируется сигнал на измерение максимального значения  $\mathbf{H}_{x \text{ max}}$ .

После упрочнения верхнего слоя металла значение  $\mathbf{H}_{x\max}$  фиксируется повторно. Сравнивая значения  $\mathbf{H}_{x\max}$  до и после обработки, определяют толщину упрочненного слоя.

Упрочнение накатыванием должно проводиться за один проход двумя роликами – упрочняющим и сглаживающим [19].

Распределение микротвердости в поверхностном слое зависит от технологических режимов и от времени проведения процесса накатывания. При завышенном времени накатывания рост микротвердости на поверхности металла прекращается. Наблюдается рост микротвердости в подповерхностном слое, что отрицательно влияет на контактную выносливость и усталостную прочность обрабатываемого металла.

При натурном эксперименте из оси вырезались образцы с косым срезом под заданным углом, затем методом Викерса делались замеры на поверхности среза. Ввиду трудоемкости эксперимента исследовались два образца. Косые срезы под углом 5° приготовлялись притиркой абразивной пастой.

Микротвердость измерялась твердомером ПТМЗ. Контролировалась толщина слоя 3 и 5 мм.

На двух осях подвижного состава проводился натурный эксперимент по определению толщины упрочненного слоя вырезанием образцов металла и предварительным измерением значения **H**<sub>vmax</sub>.

Расхождение результатов эксперимента не превышает 12 %. Определялось также расхождение экспериментальных данных и результатов теоретических расчетов (рис. 5); оно не превышает 8 % при погрешности измерений 2.5 %.

Выводы. 1. Предложен метод определения толщины упрочненного слоя металла, основанный на измерении магнитного поля рассеяния намагниченного участка оси подвижного железнодорожного состава, который имеет достаточную точность, несложную реализацию и возможность проводить контроль во время технологического процесса.

 Разработана математическая модель магнитного поля рассеяния, намагниченного электромагнитом с П-образным сердечником, позволяющая установить зависимость между толщиной слоя и максимальным значением горизонтальной составляющей поля рассеяния метки.

 Зависимость максимального значения горизонтальной составляющей от толщины упрочняемого слоя имеет линейный участок, что дает возможность контролировать качество упрочнения оси подвижного состава.
## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ГОСТ 11018–2000. Тяговый подвижной состав железнодорожных дорог колеи 1520 мм. Колесные пары. М.: ИПК Изд-во стандартов, 2001.

2. Циркунов А. Б., Цигунов А. Е. Классификация дефектов вагонной оси // Железнодорожный транспорт. 1990. № 8. С. 47–49.

3. Михеев М. Н., Фродман А. А., Морозов В. М. О применении коэрцитивных методов с приставными электромагнитами при контроле массивных стальных изделий // Дефектоскопия. 1978. № 8. С. 47–51.

4. Бида Г. В., Ничипурук А. П. Коэрцитиметрия в неразрушающем контроле // Дефектоскопия. 2000. № 10. С. 13–18.

5. Ничипурук А. П., Бида Г. В., Шанурин А. М. О функциональных возможностях магнитного структуроскопа СМ-401 // Дефектоскопия. 2000. № 10. С. 13–18.

6. Lanbe W., Lindow R. Fertigungstechnik und Betrieb. FB: Zeitschr. Berlin: Verl. Technik, 1996. 365 p.

7. Жученко Н. А. Совершенствование систем дефектоскопии деталей ходовой части подвижного состава: дис. ... канд. техн. наук: 05.11.13 – приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий. Луганск, 2007. 163 с.

8. Kores V. Electromagnetic testing of railway axle structure // Proc. 10th World Conf. NTD. 1982. Vol. 2. P. 267–274.

9. ГОСТ 33200–2014. Оси колесных пар железнодорожного подвижного состава. Общие технические условия. М.: Стандартинформ, 2015.

10. Корбан Н. П. Совершенствование метода интегральных уравнений численного расчета магнитного поля намагниченного тела // Електротехніка і електроенергетика. 2011. № 1. С. 5–10.

11. Bezkorovaynyy V., Yakovenko V. Mathematical modeling of magnetic stray fields defects ferromagnetic products // TEKA. 2013. Vol. 13, № 4. P. 25–32.

Статья поступила в редакцию 15 октября 2018 г.

12. Курбатов П. А. Метод ограниченных областей для решения задач нелинейной магнитостатики // Электромагнитное поле и системы. 1986. № 118. С. 31–37.

13. Мельгуй М. А. Формулы для описания нелинейных и гистерезистых свойств ферромагнетиков // Дефектоскопия. 1987. № 11. С 3–10.

14. Швец С. Н., Ливцов Ю. В., Яковенко В. В. Контроль параметров поверхностного слоя металла после накатки роликами // Актуальні проблеми автоматики та приладобудування. Матеріали II Всеукраїнської науково-технічної конференції. 10–11 грудня 2015 р. Харків: ТОВ "В справі", 2015. С. 123–124.

15. Математические модели магнитного поля намагниченного поверхностного слоя металла / В. С. Безкоровайный, О. В. Тарасенко, Ю. В. Ливцов, В. В. Яковенко // Електричні машини і апарати. 2014. № 25. С. 1–11.

16. Курбатов П. А., Аринчин А. С. Численный расчет электромагнитных полей. М.: Энергоатомиздат, 1984. 168 с.

17. Яковенко В. В., Жученко Н. А. Математическая модель остаточной намагниченности локального участка ферромагнитной детали // Праці Луганського відділення міжнародної академії інформатизації. 2006. № 2 (13). С. 100–104.

18. Букреев В. В., Яковенко В. В. Математическое моделирование поля в магнитной системе датчика микротвердости упрочненного поверхностного слоя // Вісник СНУ ім. В. Даля, 2009. № 8 (138). С. 28–35.

19. Филимоненко Н. Н., Карлов Д. Б., Чурносов А. П. Математические модели для расчета намагниченности при определении толщины и твердости верхнего слоя металла, упрочненного способом виброобработки // Вісті Східноукраїнського національного університету ім. В. Даля. 2010. № 3 (145). С. 158–166.

**Безкоровайный Владимир Сергеевич** – кандидат технических наук (2016), доцент кафедры электромеханики Луганского национального университета имени Владимира Даля. Автор 32 научных работ. Сфера научных интересов: приборы и устройства магнитных измерений; магнитный неразрушающий метод контроля ферромагнитных изделий.

E-mail: volk\_7@ukr.net

**Яковенко Валерий Владимирович** – доктор технических наук (1989), профессор (1990), заведующий кафедры электромеханики Луганского национального университета имени Владимира Даля. Заслуженный деятель науки и техники Украины (1991). Автор 86 научных работ. Сфера научных интересов: приборы и устройства магнитных измерений; магнитный неразрушающий метод контроля ферромагнитных изделий. E-mail: kaf-el-mex@yandex.ru

Ливцов Юрий Владимирович – магистр по специальности "Метрология, измерительная техника, стандартизация и сертификация" (2008), аспирант кафедры электромеханики Луганского национального университета имени Владимира Даля. Автор 11 научных работ. Сфера научных интересов: приборы и устройства магнитных измерений; магнитный неразрушающий метод контроля ферромагнитных изделий. E-mail: Liwtsoff@yandex.ua

#### REFERENCES

1. GOST 11018–2000. Traction Railway Stock Wheelsets for 1520 mm Gauge Railways. General specifications. Moscow, *IPK Izdatel'stvo standartov*, 2001. (In Russian)

2. Tsirkunov A. B., Tsigunov A. E. Classification of Defects of the Wagon Axle. Railway Transport. *Zh-D. Transport* [Classification of Car Axle Defects. Railway Transport], 1990, no. 8, pp. 47–49. (In Russian)

3. Mikheev M. N., Frodman A. A., Morozov V. M. On Coercive Method Application Using Attached Electromagnets to Control Solid Steelwork. *Defektoskopiya* [Defectoscopy], 1978, no. 8, pp. 47–51. (In Russian)

4. Bida G. V., Nichipuruk A. P. Coercive Force Measurements in Nondestructive Testing. Russian Journal of Nonde-structive Testing. 2000, no. 10, pp. 707–727.

5. Nichipuruk A. P., Bida G. V., Shanurin A. M. SM-40 Magnetic Structuroscope. Nondestructive Testing and Diagnostics. *Defektoskopiya* [Defectoscopy], 2000, no. 10, pp. 13–18. (In Russian)

6. Lanbe W., Lindow R. Fertigungstechnik und Betriet. FB: Zeitschr, 1996, 365 p.

7. Zhuchenko N. A. Sovershenstvovanie sistem defektoskopii detalei khodovoi chasti podvizhnogo sostava: dis. ... kand. tekhn. nauk [Flaw Detection System Development for Rolling Stock Running Gear Elements: dis. ... Ph.D. (tech. sciences)] 05.11.13. Lugansk, 2007, 163 p. (In Russian)

8. Kores V. Electromagnetic Testing of Railway Axle Structure. Proc. 10th World Conf. NTD. 1982, vol. 2, pp. 267–274.

9. GOST 33200–2014 Wheelset Axles of Railway Rolling Stock. General Technical Conditions. Moscow, *Standartinform*, 2015. (In Russian)

10. Korban N. P. Integral Equation Method Development for Magnetized Body Magnetic Field Numerical Calculation. Electrical Engineering and Power Engineering. 2011, no. 1, pp. 5–10. (In Russian)

11. Bezkorovaynyy V., Yakovenko V. Mathematical Modeling of Magnetic Stray Fields Defects Ferromagnetic Products. TEKA-2013, vol. 13, no. 4, pp. 25–32. 12. Kurbatov P. A. Bounded Domain Method for Nonlinear Magnetostatics Problem Solving. *Elektromagnitnoe pole i sistemy* [Electromagnetic Field and Systems], 1986, no. 118, pp. 31–37. (In Russian)

13. Mel'gui M. A. Formulas for Describing Ferromagnet Nonlinear and Hysteresis Properties. *Defektoskopiya* [Defectoscopy], 1987, no. 11, pp. 3–10. (In Russian)

14. Shvets S. N., Livtsov Yu. V., Yakovenko V. V. Inspection for Metal Surface Layer Parameters after Rolling. Matter. of the II All-Ukrainian Scientific and Technical Conference. 2015, pp.123–124. (In Ukrainian)

15. Bezkorovainyi V. S., Tarasenko O. V., Livtsov Yu. V., Yakovenko V. V. Mathematical Models for Magnetized Surface Metal Layer Magnetic Field. *Elektromekhanichni ta Enerhozberihayuchi Systemy* [Electric machines and equipment], 2014, vol. 25, no. 1, pp. 66–75. (In Russian)

16. Kurbatov P. A., Arinchin A. S. *Chislennyi raschet elektromagnitnykh polei* [Electromagnetic Field Numerical Calculation]. Moscow, *Energoatomizdat*, 1984, 168 p. (In Russian)

17. Yakovenko V. V., Zhuchenko N. A. Mathematical Model of Residual Magnetization of Ferromagnetic Part Local Area. Prace of the Lugansk District of the International Academy of Information Technologies. 2006, no. 2(13), pp. 100–104. (In Russian)

18. Bukreev V. V, YakovenkoV. V. Field Mathematical Modeling in Magnetic System of Hardened Surface Layer Microhardness Sensor. *Visnik of the Volodymyr Dahl East Ukrainian national university* [Newsletter of SNU n. a. V. Dal]. 2009, no. 8(138), pp. 28–35. (In Russian)

19. Filimonenko N. N., Karlov D. B., Churnosov A. P. Mathematical Models for Calculating Magnetization in Determining Upper Metal Layer Thickness and Hardness, Strengthened using Vibro-Processing Method. View of the National Ukrainian National University n. a. V. Dahl. 2010, no. 3 (145), pp. 158–166. (In Russian)

Received October, 15, 2018

*Vladimir S. Bezkorovainy* – Ph.D. in Engineering (2016), Associate Professor of the Department of Electromechanics of Lugansk National University named after Vladimir Dal. The author of 32 scientific publications. Area of expertise: magnetic testers and measuring devices; magnetic non-destructive method for ferromagnetic work control. E-mail: volk 7@ukr.net

*Valery V. Yakovenko* – D.Sc. in Engineering (1989), Professor (1990), Head of Department of Electromechanics of Lugansk National University named after Vladimir Dal. Honored Scientist and Engineer of Ukraine (1991). The author of 86 scientific publications. Area of expertise: magnetic testers and measuring devices; magnetic nondestructive method for ferromagnetic work control.

E-mail: kaf-el-mex@yandex.ru

*Yury V. Livtsov* – Master's Degree in Metrology Measuring Equipment, Standardization and Certification (2008), Postgraduate Student of the Department of Electromechanics of Lugansk National University named after Vladimir Dal. The author of 11 scientific publications. Area of expertise: magnetic testers and measuring devices; magnetic non-destructive method for ferromagnetic work control. E-mail: Liwtsoff@yandex.ua

110



DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-111-117 УДК 004.383.3+616.833.1-009.614

> **М. А. Аль-Гаили, А. Н. Калиниченко, М. Р. Каид** Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДЛИНЫ СИГНАЛА ЭЭГ НА ТОЧНОСТЬ КЛАССИФИКАЦИИ УРОВНЕЙ АНЕСТЕЗИИ

**Аннотация.** Одной из важнейших задач при проведении хирургических операций является оценка глубины анестезии пациента. Глубина общей анестезии традиционно оценивалась с помощью гемодинамических признаков, которые плохо коррелируют с уровнем сознания пациента. Сигналы электроэнцефалограммы (ЭЭГ) содержат ценную информацию о процессах в мозге пациента, поэтому анализ ЭЭГ рассматривается как один из наиболее полезных методов в исследовании и оценке глубины анестезии в клинических применениях. Нелинейный анализ для оценки глубины анестезии позволяет получить информацию, которая не может быть получена с использованием методов спектрального анализа ЭЭГ. Формирование комплекса диагностически значимых показателей ЭЭГ во время анестезии дает возможность адекватно описать эти сложные процессы и изменения с помощью совместного использования четырех параметров ЭЭГ: SE, SSR, SEF95, RBR.

Целью работы является исследование влияния длительности анализируемого фрагмента сигнала ЭЭГ на точность оценки уровней анестезии с помощью алгоритма линейного дискриминантного анализа и определение длины сигнала ЭЭГ, при которой получается приемлемая точность разделения уровней наркоза с помощью этих параметров.

Предложен новый метод классификации уровней анестезии по ЭЭГ. Показана возможность классификации уровней анестезии с помощью совместного использования рассматриваемых параметров ЭЭГ (SE, BSR, SEF95, RBR). Метод может быть использован в мониторах анестезии, служащих для контроля глубины наркоза в целях выбора подходящей дозы анестезирующих препаратов во время операций, что позволит избежать как случаев интраоперационного пробуждения, так и излишне глубокого наркоза.

Ключевые слова: ЭЭГ, оценка глубины анестезии, дискриминантный анализ, спектральная энтропия, BIS-индекс

**Для цитирования:** Исследование влияния длины сигнала ЭЭГ на точность классификации уровней анестезии / М. А. Аль-Гаили, А. Н. Калиниченко, М. Р. Каид // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 111–117. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-6-111-117

Mokhammed A. Al-Ghaili, Alexander N. Kalinichenko, Mokhammed R. Qaid Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" 5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

## INVESTIGATION OF EEG SIGNAL LENGTH INFLUENCE ON ACCURACY OF ANESTHESIA LEVELS CLASSIFICATION

**Abstract.** This paper considers one of the challenging tasks during surgical procedure, i.e. depth of anasthesia estimate. The purpose of this paper is to investigate the effect of the analyzed EEG signal fragment duration on the accuracy of anesthesia level estimate using the linear discriminant analysis algorithm and determining the EEG signal length, which yields acceptable accuracy of anesthesia level separation using these parameters.

© Аль-Гаили М. А., Калиниченко А. Н., Каид М. Р., 2018

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup> Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект №16-07-00722 "Алгоритмы распознавания и анализа нарушений сердечного ритма, имеющих хаотическую природу, для систем непрерывного кардиологического наблюдения"

A new method for classifying EEG anesthesia levels is proposed. The possibility of classifying levels of anesthesia is demonstrated by means of sharing the EEG parameters under consideration (SE, BSR, SEF95, RBR).

The method can be used in anesthesia monitors that are used to monitor the depth of anesthesia in order to select the appropriate dose of anesthetic drugs during operations, thus avoiding both cases of intraoperative arousal and excessively deep anesthesia.

Key words: EEG, anesthesia depth estimation, linear discriminant analysis, spectral entropy, BIS-index

**For citation:** Al-Ghaili M. A., Kalinichenko A. N., Qaid M. R. Investigation of EEG Signal Length Influence on Accuracy of Anesthesia Levels Classification. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 111–117. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-111-117 (In Russian)

Введение. Точная оценка глубины анестезии во время хирургических операций является чрезвычайно важной задачей. Текущий контроль уровней наркоза предотвращает случаи интраоперационного сознания, вызванные неадекватной глубиной анестезии, которые могут явиться причиной опасных психологических воздействий на пациентов [1]. Глубина общей анестезии традиционно оценивалась с помощью гемодинамических признаков, таких, как тахикардия и гипертония, а также при помощи вегетативных признаков, в частности: моторной реакции, слезотечения, размера зрачка [2], изменения частоты дыхания, которые плохо коррелируют с уровнем сознания пациента [3]. Точность этих методов может варьироваться от пациента к пациенту, что не позволяет получить достоверную оценку глубины наркоза. Кроме того, использование одновременно с анестетиками других препаратов, например миорелаксантов и сосудорасширяющих средств, также делает анализ этих признаков затруднительным и ненадежным [4].

Известно, что статистические свойства сигнала электроэнцефалограммы (ЭЭГ) зависят от глубины анестезии [5]. Сигналы ЭЭГ содержат ценную информацию о процессах в мозге пациента, поэтому анализ ЭЭГ рассматривается как один из наиболее полезных методов в исследовании и оценке глубины анестезии в клинических применениях [6]. В течение последних нескольких десятилетий исследователи разработали несколько методов количественной оценки уровня сознания во время общей анестезии на основе анализа ЭЭГ. Одним из наиболее распространенных алгоритмов оценки глубины анестезии является биспектральный индекс (BIS-индекс). Это сложный частотно-временной параметр, состоящий из нескольких подпараметров, которые меняют свое значение в зависимости от глубины наркоза пациента. В частности, двумя из таких подпараметров являются отношение "вспышка-подавление" (burst suppression ratio, BSR) и "относительное содержание бета-ритма" (relative beta ratio, RBR). BSR – временной подпараметр, RBR – подпараметр, выраженный как логарифм отношения мощностей в двух эмпирически определенных диапазонах частот [7].

Существуют также чисто спектральные показатели, например 95 %-я спектральная краевая частота (spectral edge frequency, SEF95) и центральная частота спектра [6]. В ряде исследований для оценки глубины анестезии по ЭЭГ применялся нелинейный анализ, в частности, методы теории нелинейной динамики и теории информации, например энтропия [4], [5], [8]. Эти методы позволяют извлечь из сигнала ЭЭГ дополнительную информацию, которая не может быть получена с помощью одних только методов спектрального анализа. Существуют различные способы вычисления энтропии сигнала. Во временной области используется, например, аппроксимированная энтропия или энтропия Шеннона. В частотной области может быть вычислена спектральная энтропия (spectral entropy, SE) [9].

Одним из важных различий между ЭЭГ в состоянии бодрствования и ЭЭГ в состоянии анестезии является частотный состав сигнала ЭЭГ. У бодрствующих субъектов он, как правило, содержит смешанные альфа- и бета-ритмы, а во время анестезии наблюдается смещение спектральных составляющих сигнала к нижней части диапазона частот. Во время анестезии снижается хаотичность сигнала ЭЭГ [10]. Также в состоянии глубокой анестезии в сигнале ЭЭГ наблюдаются выраженные высокоамплитудные колебания с низкой частотой (менее 5 Гц, что соответствует диапазонам дельта- и тета-ритмов). Проявляются и специфические изменения в ЭЭГ, например эффект "вспышка-подавление", характерный для стадии глубокого наркоза. Он выглядит как чередование сегментов сигнала, имеющих очень низкую амплитуду, и коротких фрагментов с высокой амплитудой сигнала [6]. Из изложенного следует, что для ЭЭГ при анестезии характерен целый комплекс нейрофизиологических изменений, который невозможно правильно оценить только одним показателем.

Формирование комплекса диагностически значимых показателей ЭЭГ во время анестезии дает возможность адекватно описать эти сложные процессы и изменения [4]. В [11] показана возможность классификации уровней анестезии с помощью совместного использования следующих параметров ЭЭГ: SE, BSR, SEF95 и RBR.

В данной статье представлены результаты исследования влияния длительности анализируемого фрагмента сигнала ЭЭГ на точность оценки уровней анестезии с помощью алгоритма линейного дискриминантного анализа, в частности, определение минимальной допустимой длительности сигнала ЭЭГ, при которой достигается приемлемая точность разделения уровней наркоза с помощью параметров SE, BSR, SEF95 и RBR.

Материалы и методы. Моделирование алгоритмов и реализация экспериментов осуществлялись с помощью математического пакета MATLAB R2017b.

В качестве исходных данных для исследования использовался набор реальных записей ЭЭГ, включающий 184 фрагмента продолжительностью по 60 с каждый. Частота дискретизации сигнала составляла 500 Гц. Записи были получены от 23 различных пациентов в ходе хирургических операций. Сигналы ЭЭГ регистрировались электродами, наложенными на лоб пациента. В качестве анестетика применялся пропофол, вводившийся через дыхательные пути. В состав набора было включено равное количество записей (по 46) для каждого из четырех вариантов уровня анестезии, оценка которых осуществлялась по значениям BIS-индекса, формируемым контрольным прибором (монитором А-2000 ХР фирмы "Aspect Medical Systems"). Отмеченные ранее 4 состояния соответствуют следующим фазам хирургической анестезии: бодрствование непосредственно перед применением анестетика (BIS = 90); глубокий наркоз в начальной фазе анестезии (BIS = 20); состояние незадолго до пробуждения (BIS = 60); состояние сразу после пробуждения (BIS = 80).

Алгоритмы расчета параметров. Для оценки эффекта "вспышка-подавление" на стадии глубокого наркоза используется подпараметр BSR [2]. Участки подавления для расчета этого параметра идентифицируются как сегменты продолжительностью не менее 0.5 с, в течение которых сигнал ЭЭГ не выходит за пределы ± 5.0 мкВ. Параметр BSR вычисляется как доля суммарной длины сегментов подавления от общей продолжительности анализируемого фрагмента сигнала.

Показатель спектральной энтропии рассчитывается с использованием описанной далее последовательности операций [4]. Сначала с помощью метода быстрого преобразования Фурье вычисляется спектральная плотность мощности (СПМ). Далее полученная СПМ нормируется умножением спектра на такую постоянную величину  $C_{\rm H}$ , при которой результат умножения суммарной мощности сигнала в некотором диапазоне частот  $f_1 \leq f \leq f_2$  на эту постоянную был бы равен единице:

$$\sum_{f_i=f_1}^{f_2} P_{\rm H}(f_i) = C_{\rm H} \sum_{f_i=f_1}^{f_2} P_0(f_i) = 1,$$

где  $P_{\rm H}(f_i)$  – нормированные значения СПМ;  $C_{\rm H}$  – константа нормализации;  $P_0(f_i)$  – значения СПМ сигнала ЭЭГ при *i* -м значении частоты в анализируемом диапазоне.

Затем значения спектральной энтропии вычисляются по формуле

$$SE = \sum_{f_i=f_1}^{f_2} P_{\mathrm{H}}(f_i) \log \frac{1}{P_{\mathrm{H}}(f_i)}.$$

Далее находится нормализованное значение спектральной энтропии

$$SE_{H} = \frac{SE}{\log N},$$

где N – число частотных составляющих в диапазоне частот от  $f_1$  до  $f_2$ .

Показатель SEF95 представляет собой значение частоты, ограничивающей 95 % суммарной мощности спектра. Как правило, в состоянии анестезии это значение снижается [7].

Показатель RBR (относительное содержание бетаритма) рассчитывается следующим образом [8], [12]:

$$RBR_i = \log \frac{D_0}{D_0 + D_i},$$

где  $D_0$  – сумма мощностей в эмпирически определенной полосе нижних частот (от 0 до 1.5 Гц), а i = 1, 2, 3. Значения  $D_1$ ,  $D_2$  и  $D_3$  рассчитываются соответственно для диапазонов частот 7...16 Гц, 4...6 Гц и 16...30 Гц. Границы указанных частотных диапазонов были эмпирически определены с использованием предложенного Фишером критерия, применяемого при линейном дискриминантном анализе [13], [14]:

$$J_{1,2} = \frac{|m_1 - m_2|^2}{s_1^2 + s_2^2}$$

где *m*<sub>1</sub>, *m*<sub>2</sub> – средние значения распределений некоторых показателей, соответствующих двум

различным типам объектов, а  $s_1^2$ ,  $s_2^2$  – среднеквадратические отклонения для этих распределений. Чем выше рассчитанное значение критерия  $J_{1,2}$ , тем лучше разделяющая способность анали-

зируемого показателя. В данном исследовании в качестве различных типов объектов рассматривались попарно взятые уровни анестезии.

J		Продолжительность фрагмента сигнала ЭЭГ, с										
	1	5	10	15	20	25	30	35	40	45	50	55
$J_{90.20}$	1.72	1.92	2.59	3.24	3.86	4.17	4.35	4.51	4.90	5.12	5.10	4.99
$J_{90.60}$	5.00	7.07	9.40	10.55	10.17	9.52	9.05	8.82	8.67	8.82	8.54	8.39
J <sub>90.80</sub>	1.34	2.10	2.59	2.90	3.22	3.47	3.68	3.91	4.00	3.97	3.80	3.75
$J_{20.60}$	0.58	2.23	4.18	5.49	6.12	6.24	6.65	6.89	7.09	7.41	7.79	7.20
J <sub>20.80</sub>	3.21	6.04	8.20	9.98	12.18	13.19	14.25	14.27	13.79	13.72	13.97	14.11
$J_{60.80}$	5.46	6.75	7.98	8.66	9.74	10.38	10.93	11.07	11.11	11.02	11.36	11.25





Puc. 1





Исследовалась разделяющая способность линейной дискриминантной функции при использовании комбинации всех шести показателей (SE, BSR, SEF95, RBR<sub>1</sub>, RBR<sub>2</sub> и RBR<sub>3</sub>) с точки зрения возможности различения сигналов, относящихся к четырем возможным уровням глубины анестезии (BIS = 90, BIS = 20, BIS = 60 и BIS = 80). При этом продолжительность фрагмента сигнала выбиралась в диапазоне от 1 до 55 с шагом 5 с. Полученные расчетные значения критерия J представлены в таблице.

На рис. 1 представлены гистограммы распределения значений проекций комбинации показателей SE, BSR, SEF95, RBR<sub>1</sub>, RBR<sub>2</sub> и RBR<sub>3</sub> на рассчитанную методом линейного дискриминантного анализа ось наилучшего разделения классов для длин фрагментов сигнала 1, 5, 10, 15, 20 и 25 с, для BIS = 20 (белые столбцы) и BIS = 60 (черные столбцы).

На рис. 2 представлены гистограммы распределения значений проекций комбинации показателей SE, BSR, SEF95, RBR<sub>1</sub>, RBR<sub>2</sub> и RBR<sub>3</sub> на рассчитанную методом линейного дискриминантного анализа ось наилучшего разделения классов для длин фрагментов сигнала 30, 35, 40, 45, 50 и 55 с, для BIS = 20 (белые столбцы) и BIS = 60 (черные столбцы).

На рис. З представлен график, показывающий зависимость значения критерия J от длины сигнала ЭЭГ для шести возможных пар значений BIS-индекса (BIS = 90 и BIS = 20, BIS = 90 и



BIS = 60, BIS = 90 и BIS = 80, BIS = 20 и BIS = 60, BIS = 20 и BIS = 80 и BIS = 60 и BIS = 80).

Анализ результатов и выводы. Как видно из таблицы и рис. 1–3, значения *J* возрастают с увеличением длины сигнала ЭЭГ для всех уровней анестезии, т. е. разделяющая способность метода линейного дискриминантного анализа растет с увеличением длины сигнала ЭЭГ до 30 с. Данное значение можно рассматривать как минимально допустимую длительность сегмента сигнала ЭЭГ, необходимую для эффективного анализа глубины анестезии.

В настоящем исследовании был предложен новый метод классификации уровней анестезии по ЭЭГ, основанный на совместном применении показателей ЭЭГ (SE, BSR, SEF95, RBR) в качестве признаков четырех уровней анестезии, соответствующих показаниям контрольного прибора (BIS-монитора) 90, 20, 60 и 80. Была показана возможность классификации уровней анестезии с помощью совместного использования перечисленных выше параметров ЭЭГ.

Предложенный метод может быть использован в мониторах анестезии, служащих для контроля глубины наркоза в целях выбора подходящей дозы анестезирующих препаратов во время операций, что позволит избежать как случаев интраоперационного пробуждения, так и излишне глубокого наркоза.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Classification of EEG Signals Based on Pattern Recognition Approach / H. U. Amin, W. Mumtaz, A. R. Subhani, M. N. M. Saad, A. S. Malik // Frontiers in Computational Neuroscience. 2017. Vol. 11, art.103. P. 1–12.

2. Thornton C., Jones J. G. Evaluating Depth of Anesthesia: Review of Methods // International Anesthesiology Clinics. 1993. Vol. 31, iss.4. P. 67–88.

3. Awareness During Anesthesia: a Closed Claims Analysis / K. B. Domino, K. L. Posner, R. A. Caplan, F. W. Cheney // Anesthesiology. 1999. Vol. 90. P. 1053–1061.

4. Monitoring the Depth of Anesthesia Using Entropy Features and an Artificial Neural Network / R. Shalbaf, H. Behnam, J. W. Sleigh, A. Steyn-Ross, L. J. Voss // J. of Neuroscience Methods. 2013. Vol. 218, iss. 1. P. 17–24.

5. Classification of Wakefulness and Anesthetic Sedation Using Combination Feature of EEG and ECG / B. Lee, D. Won, K. Seo, H. J. Kim, S. Lee // Proc. of 2017 5th Intern. Winter Conf. on Brain-Computer Interface (BCI). Sabuk, South Korea, 9–11 Jan. 2017. Piscataway: IEEE, 2017. P. 88–90. doi: 10.1109/IWW-BCI.2017.7858168

6. Tong S., Thakor N. V. Quantitative EEG Analysis Methods and Clinical Applications. Norwood: Artech House, 2009. 421 p.

7. Wavelet Entropy Based Classification of Depth of Anesthesia / V. K. Benzy, E. A. Jasmin, R. C. Koshy, F. Amal // 2016 Intern. Conf. on Computational Techniques in Information and Communication Technologies (ICCTICT), New Delhi, India, 11–13 March 2016. Piscataway: IEEE, 2016. P. 521–524. doi: 10.1109/ICCTICT.2016.7514635

8. Description of the Entropy Algorithm as Applied in the Datex-Ohmeda S/5 Entropy Module / H. Viertiö-Oja, V. Maja, M. Särkelä, P. Talja, N. Tenkanen, H. TolvanenLaakso, M. Paloheimo, A. Vakkuri, A. Yli-Hankala, P. Meriläinen // Acta Anaesthesiologica Scandinavica. 2004. Vol 48, iss. 2. P. 154–161.

9. Monitoring the Depth of Anesthesia from Rat EEG Using Modified Shannon Entropy Analysis / Y. Yoon, T. Kim, D. Jeong, S. Park // 2011 Annual Intern. Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Boston, MA, USA, 30 Aug.-3 Sept. 2011, Piscataway: IEEE, 2011. P. 4386-4389. doi: 10.1109/IEMBS.2011.6091088.

10. A Comparison of Different Classification Algorithms for Determining the Depth of Anesthesia Level on a New Set of Attributes / A. Arslan, B. Şen, F. V. Çelebi, M. Peker, A. But // 2015 Intern. Symp. on Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA), Madrid, Spain, 2–4 Sept. 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 1–7. doi: 10.1109/INISTA.2015.7276738

11. Аль-Гаили М. А., Калиниченко А. Н. Оценка глубины анестезии на основе совместного анализа частотных и временных параметров ЭЭГ // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2018. № 3. С 80–85.

12. Аль-Гаили М. А. Оценка стадий глубокой анестезии по электроэнцефалограмме на основе спектрального анализа // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2017. № 2. С 75–79.

13. Kalinichenko A. N., Manilo L. A., Nemirko A. P. Analysis of Anesthesia Stages Based on the EEG Entropy Estimation // Pattern Recognition and Image Analysis. Advances in Mathematical Theory and Applications. 2015. Vol. 25, № 4. P. 632–641.

14. Duda R. O., Hart P. E., Stork D. H. Pattern Classification: 2nd ed. NY: Wiley Interscience, 2001. 654 p.

Статья поступила в редакцию 02 октября 2018 г.

Аль-Гаили Мохаммед Ахмед Хамуд – аспирант кафедры биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровая обработка биомедицинских сигналов, машинное обучение, распознавание образов.

E-mail: alghily@mail.ru

Калиниченко Александр Николаевич – доктор технических наук (2009), старший научный сотрудник (1998), профессор кафедры биотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехни-

ческого университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 160 научных работ. Сфера научных интересов – компьютерный анализ биомедицинских сигналов, машинное обучение, распознавание образов. E-mail: ank-bs@yandex.ru

*Мохаммед Ракиб Табит Каид* – магистр по направлению Биотехнические системы и технологии (2018, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)). Сфера научных интересов – цифровая обработка биомедицинских сигналов. E-mail: mkaid@gmail.com

## REFERENCES

1. Amin H. U., Mumtaz W., Subhani A. R., Saad M. N. M., Malik A. S. Classification of EEG Signals Based on Pattern Recognition Approach. Frontiers in Computational Neuroscience. 2017, vol. 11, art.103, pp. 1–12.

2. Thornton C., Jones J. G. Evaluating Depth of Anesthesia: Review of Methods. International Anesthesiology Clinics. 1993, vol. 31, iss.4, pp. 67–88.

3. Domino K. B., Posner K. L., Caplan R. A., Cheney F. W. Awareness During Anesthesia: a Closed Claims Analysis. Anesthesiology. 1999, vol. 90, pp. 1053–1061.

4. Shalbaf R., Behnam H., Sleigh J. W., Steyn-Ross A., Voss L. J. Monitoring the Depth of Anesthesia Using Entropy Features and an Artificial Neural Network. Journal of Neuroscience Methods. 2013, vol. 218, iss. 1, pp. 17–24.

5. Lee B., Won D., Seo K., Kim H. J., Lee S. Classification of Wakefulness and Anesthetic Sedation Using Combination Feature of EEG and ECG. Proc. of 2017 5th International Winter Conference on Brain-Computer Interface (BCI). Sabuk, South Korea, 9–11 Jan. 2017. Piscataway: IEEE, 2017, pp. 88–90. doi: 10.1109/IWW-BCI.2017.7858168

6. Tong S., Thakor N. V. Quantitative EEG Analysis Methods and Clinical Applications. Norwood: Artech House, 2009, 421 p.

7. Benzy V. K., Jasmin E. A., Koshy R. C., Amal F. Wavelet Entropy Based Classification of Depth of Anesthesia. 2016 International Conference on Computational Techniques in Information and Communication Technologies (ICCTICT), New Delhi, India, 11–13 March 2016. Piscataway: IEEE, 2016, pp. 521–524. doi: 10.1109/ICCTICT.2016.7514635

8. Viertiö-Oja H., Maja V., Särkelä M., Talja P., Tenkanen N., Tolvanen-Laakso H., Paloheimo M., Vakkuri A., Yli-Hankala A., Meriläinen P. Description of the Entropy Algorithm as Applied in the Datex-Ohmeda S/5 Entropy Module. Acta Anaesthesiologica Scandinavica. 2004, vol 48, iss. 2, pp. 154–161.

9. Yoon Y., Kim T., Jeong D., Park S. Monitoring the Depth of Anesthesia from Rat EEG Using Modified Shannon Entropy Analysis. 2011 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Boston, MA, USA, 30 Aug.–3 Sept. 2011, Piscataway: IEEE, 2011, pp. 4386–4389. doi: 10.1109/IEMBS.2011.6091088.

10. Arslan A., Şen B., Çelebi F. V., Peker M., But A. A Comparison of Different Classification Algorithms for Determining the Depth of Anesthesia Level on a New Set of Attributes. 2015 International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA), Madrid, Spain, 2–4 Sept. 2015. Piscataway: IEEE, 2015, pp. 1–7. doi: 10.1109/INISTA.2015.7276738

11. Al-Ghaili M. A., Kalinichenko A. N. Evaluation of Depth of Anesthesia Based on Joint Analysis of EEG Frequency and Time Parameters. *Izvestiya SPBGETU "LETI"* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University], 2018, no. 3, pp. 80–85. (In Russian)

12. Al-Ghaili M. A. Evaluation of Deep Anesthesia Stages by Electroencephlogram Based on Spectral Analysis. *Izvestiya SPBGETU "LETI"* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2017. № 2. C 75–79. (In Russian)

13. Kalinichenko A. N., Manilo L. A., Nemirko A. P. Analysis of Anesthesia Stages Based on the EEG Entropy Estimation. Pattern Recognition and Image Analysis. Advances in Mathematical Theory and Applications. 2015, vol. 25, № 4, pp. 632–641.

14. Duda R. O., Hart P. E., Stork D. H. Pattern Classification: 2nd ed. NY: Wiley Interscience, 2001, 654 p.

Received October, 02, 2018

**Mokhammed A. Al-Ghaili** – postgraduate student of the Department of Biotechnical Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 5 scientific publications. Area of expertise: digital processing of biomedical signals; machine learning; pattern recognition. E-mail: alghily@mail.ru

*Alexander N. Kalinichenko* – D.Sc. in Engineering (2009), Professor of the Department of Biotechnical Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 160 scientific publications. Area of expertise: computer analysis of biomedical signals; machine learning; pattern recognition. E-mail: ank-bs@yandex.ru

*Mokhammed R. Qaid* – Master's Degree in Biotechnical Systems and Technologies (2018, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"). Area of expertise: digital processing of biomedical signals. E-mail: mkaid@gmail.com

DOI: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-118-125 УДК 311.2, 616-71

## Е.Б.Григорьев, А.С.Красичков

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия **Е. М. Нифонтов** Первый Санкт-Петербургский государственный медицинский университет им. акад. И. П. Павлова ул. Льва Толстого, д. 6–8, Санкт-Петербург, 197022, Россия

# ОЦЕНКА СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК МИОГРАФИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ ПРИ МНОГОКАНАЛЬНОЙ РЕГИСТРАЦИИ ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛА

Аннотация. Миографическая помеха является одной из самых распространенных помех, присутствующих в электрокардиосигнале. В случае использования нескольких отведений электрокардиосигнала миографическая помеха в разной степени оказывает влияние на каждое из отведений. Это влияние может быть учтено при построении алгоритмов обработки многоканальных записей электрокардиосигнала. Однако в существующей литературе недостаточно полно исследован анализ взаимосвязей отсчетов миографической помехи в различных отведениях электрокардиосигнала. Цель работы – эмпирическое исследование статистических характеристик миографической помехи, выделенной из зашумленных фрагментов электрокардиосигнала. Предложен метод выделения миографической помехи из записей электрокардиосигнала. Метод основан на полиномиальной аппроксимации фрагментов электрокардиосигнала в скользящем окне с последующим весовым усреднением перекрывающихся фрагментов. С использованием данного метода из многоканальных записей электрокардиосигнала были выделены фрагменты миографической помехи. На основе выделенных фрагментов подобрано совместное распределение отсчетов миографической помехи в двух смежных отведениях, а также исследованы корреляционные взаимосвязи между отсчетами миографической помехи в различных отведениях электрокардиосигнала. В результате установлено, что совместное распределение отсчетов миографической помехи в двух смежных отведениях в первом приближении может быть описано с помощью двумерного нормального закона. Кроме того, между отсчетами миографической помехи из двух смежных отведений могут наблюдаться довольно сильные корреляционные взаимосвязи.

Ключевые слова: электрокардиосигнал, миографическая помеха, коэффициент корреляции, коррелированный шум, длительное мониторирование

**Для цитирования:** Григорьев Е. Б., Красичков А. С., Нифонтов Е. М. Оценка статистических характеристик миографической помехи при многоканальной регистрации электрокардиосигнала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 6. С. 118–125. doi:10.32603/1993-8985-2018-21-6-118-125

## Eugene B. Grigoriev, Alexander S. Krasichkov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" 5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia **Eugene M. Nifontov** Pavlov First Saint Petersburg State Medical University 6-8, L'va Tolstogo Str., 197022, St. Petersburg, Russia

## EVALUATION OF ELECTROMYOGRAPHIC NOISE STATISTICAL CHARACTERISTICS IN MULTICHANNEL ECG RECORDINGS

**Abstract.** Electromyographic noise is one of the most common noises in electrocardiogram. In case of several electrocardiogram leads, electromyographic noise affects each lead to different extent. It can be taken into account when developing algorithms for multilead electrocardiogram record processing. However, in the existing literature, there is no information about the relationship of electromyographic noise in various ECG leads and their joint probability distribution. The purpose of this paper is to study statistical characteristics of electromyographic noise in ECG

signal, from which the electromyographic noise is extracted. The paper proposes a method for extracting electromyographic noise from electrocardiogram signal, based on a polynomial approximation of electrocardiogram signal fragments in sliding window with overlapping fragment subsequent weight averaging. Using this method, fragments of electromyographic noise are extracted from multichannel electrocardiogram records. Based on the obtained data, a joint probability distribution function of electromyographic noise in two adjacent leads is selected, and the correlation relationships between the electromyographic noise in various ECG leads are investigated. The results show that the joint probability distribution function of electromyographic noise in two adjacent leads in the first approximation can be described using bivariate normal distribution. In addition, between the samples of electromyographic noise from two adjacent leads quite strong correlation relationships can be observed.

Key words: ECG signal, electromyographic noise, correlation coefficient, correlated noise, long-term ECG monitoring

**For citation:** Grigoriev E. B., Krasichkov A. S., Nifontov E. M. Evaluation of Electromyographic Noise Statistical Characteristics in Multichannel ECG Recordings. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 118–125. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-5-118-125 (In Russian)

Введение. Длительное мониторирование электрокардиосигнала (ЭКС) является одним из основных методов исследования состояния сердечнососудистой системы человека из-за его методологической простоты, информативности и сравнительной дешевизны проведения исследования [1].

В настоящее время в медицинской практике используются портативные электрокардиографы, позволяющие в течение 24 ч и более осуществлять многоканальную регистрацию ЭКС в условиях обычной жизнедеятельности пациента [2].

В регистрируемом ЭКС часто присутствуют различные шумы и помехи, связанные с физической активностью пациента, которые затрудняют последующий анализ записи как с помощью автоматизированных средств, так и при ручной обработке врачом [3]. Наиболее опасная и часто встречающаяся помеха – миографическая, которая возникает в результате активности скелетных мышц, расположенных вблизи измерительных электродов.

Проблемам построения модели миографической помехи посвящен ряд литературных источников [4]–[11], из которых следует, что миографическая помеха, присутствующая в *i*-м отведении электрокардиосигнала, представляет собой нормальный широкополосный шум с нулевым средним значени-

ем и дисперсией  $\left(\sigma_{j}^{\langle i \rangle}\right)^{2}$ , постоянной в пределах анализируемого *j*-го кардиоцикла. Однако вопрос построения модели, описывающей миографическую помеху, присутствующую одновременно в нескольких отведениях, остается открытым.

При многоканальной регистрации ЭКС электроды в смежных отведениях расположены довольно близко друг к другу вблизи одной мышечной группы, что приводит к наличию корреляционных взаимосвязей. При синтезе автоматизированных помехоустойчивых алгоритмов обработки ЭКС необходимо знать совместное распределение миографической помехи в различных отведениях, а также учитывать корреляционные взаимосвязи миографической помехи, что представляет довольно сложную задачу, включающую в том числе и выделение шумовой составляющей из наблюдаемой реализации электрокардиосигнала.

Наиболее близкие работы в этой области – [12] и [13], в которых исследованы взаимосвязи между частотными характеристиками миографической помехи в смежных отведениях ЭКС с помощью функции когерентности. Было показано наличие корреляции между различными частотными составляющими, но приведенные результаты лишь косвенно подтверждают присутствие корреляционной взаимосвязи между отсчетами миографической помехи во временной области. Кроме того, в работах не освещен вопрос непосредственного нахождения взаимного коэффициента корреляции между отсчетами миографической помехи в различных отведениях.

Целью данной статьи является исследование статистических характеристик миографической помехи в различных отведениях ЭКС, в том числе определение функции совместного распределения отсчетов миографической помехи, а также исследования ее корреляционных взаимосвязей в различных отведениях, что позволит учитывать данную информацию при синтезе автоматизированных помехоустойчивых алгоритмов обработки электрокардиосигнала.

Материалы и методы. Исследование статистических характеристик миографической помехи производилось на основе анализа холтеровских записей ЭКС. Регистрация электрокардиосигнала осуществлялась с помощью 12-канального кардиомонитора "КАРДИОТЕХНИКА-07-3/12" фирмы "Инкарт" у 15 пациентов с ишемической болезнью сердца и у 10 здоровых индивидуумов в условиях стационара ПСПбГМУ им. акад. И. П. Павлова. Для получения мониторограмм, содержащих миографическую помеху, при регистрации ЭКС испытуемыми целенаправленно осуществлялись различные виды физической нагрузки:

 статическое напряжение грудных мышц (испытуемый, сидя в офисном кресле, производил упор двумя руками в подлокотники кресла);

- подъем по лестнице на четвертый этаж;

 подъем гири правой и левой руками (данное упражнение выполнялось только здоровыми испытуемыми).

В качестве примера на рис. 1 показан фрагмент полученной записи электрокардиосигнала, содержащей миографическую помеху (шумовая составляющая), созданную при статическом напряжении грудных мышц, сидя в офисном кресле (штриховая линия – низкочастотная помеха, представляющая собой дрейф изоэлектрической линии).



На первом этапе исследования были получены многоканальные записи миографической помехи. Для выделения миографической помехи  $\hat{n}^{\langle i \rangle}(q)$  в *i*-м отведении ЭКС был использован метод, основанный на вычитании из наблюдаемой реализации ЭКС  $y^{\langle i \rangle}(q)$  оценки истинной формы электрокардиосигнала  $\hat{S}^{\langle i \rangle}(q)$ :

$$\hat{n}^{\langle i \rangle}(q) = y^{\langle i \rangle}(q) - \hat{S}^{\langle i \rangle}(q),$$

где q – номер отсчета.

Для оценки истинной формы ЭКС прменяется метод, в основе которого лежит предположение о возможности довольно точной аппроксимации небольших фрагментов незашумленного электрокардиосигнала (размер которых много меньше длины кардиоцикла) с помощью полиномов второго порядка

$$S_k^{(i)}(q) = S^{\langle i \rangle}(k+q-1) = b_{2,k}^{\langle i \rangle}q^2 + b_{1,k}^{\langle i \rangle}q + b_{0,k}^{\langle i \rangle},$$

где q = 1, 2, ..., I, I - количество отсчетов во фрагменте; <math>k = 1, 2, ..., N - I + 1 – номер фрагмента, N - количество отсчетов в ЭКС.



На рис. 2 серой линией показан незашумленный кардиоцикл, толстыми вертикальными линиями – границы фрагментов, а черной линией – результат аппроксимации исходного кардиоцикла полиномами второго порядка в пределах фрагментов.

Таким образом, *k*-й фрагмент наблюдаемой реализации ЭКС будет описываться выражением

$$y_{k}^{(i)}(q) = S_{k}^{(i)}(q) + n_{k}^{(i)}(q) =$$
  
=  $b_{2,k}^{\langle i \rangle} q^{2} + b_{1,k}^{\langle i \rangle} q + b_{0,k}^{\langle i \rangle} + n^{\langle i \rangle} (k+q-1).$ 

Для нахождения оценок коэффициентов данного полинома можно воспользоваться методом наименьших квадратов

$$\hat{\mathbf{b}} = D\mathbf{y},$$

где матрица *D* равна  $D = A^{-1}G$ , причем

$$G = \begin{bmatrix} 1^2 & 2^2 & 3^2 & \cdots & I^2 \\ 1 & 2 & 3 & \cdots & I \\ 1 & 1 & 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix};$$
  
$$A = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 \\ a_2 & a_3 & a_4 \\ a_3 & a_4 & a_5 \end{bmatrix}, \quad a_j = \sum_{q=1}^{I} q^{4-j+1}, \ j = 1, 2, \dots, 5,$$

а у представляет собой вектор со следующими элементами:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_k(1) & y_k(2) & y_k(3) & \cdots & y_k(I) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

Таким образом, оценку истинной формы фрагмента ЭКС в некоторой точке *q* можно найти с помощью выражения

$$\hat{S} = \mathbf{q}^{\mathrm{T}} D \mathbf{y},$$

где  $\mathbf{q} = \begin{bmatrix} q^2 & q & 1 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$ .

На рис. 3 серой линией показан зашумленный кардиоцикл, толстыми вертикальными линиями обозначены границы фрагментов, тонкой темной



линией – результат аппроксимации зашумленного кардиоцикла полиномами второго порядка в пределах фрагментов.

Кроме того, для лучшего подавления широкополосной помехи предлагается использовать взвешенное усреднение отсчетов от перекрывающихся аппроксимированных фрагментов. Тогда оценку истинной формы ЭКС можно найти аналогичным образом, например для *I*-го отсчета – с помощью выражения

$$\hat{S} = \mathbf{d}^{\mathrm{T}}\mathbf{y},$$

где  $\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_k(1) & y_k(2) & y_k(3) & \cdots & y_k(2I-1) \end{bmatrix}^T$ ; элементы вектора **d** определяются с помощью следующего выражения:

$$\mathbf{d}(i) = \sum_{j=\max(i-I+1,1)}^{\min(i,I)} \mathbf{f}_{j} [\min(i,I) - j + \max(i-I+1,1)]; i = 1, 2, ..., 2I - 1,$$

причем векторы **f**<sub>*i*</sub> находятся при помощи выражения

$$\mathbf{f}_{j} = \mathbf{q}_{I-j+1}^{\mathrm{T}} D \beta_{I-j+1}; \ j = 1, 2, ..., I,$$

где  $\mathbf{q}_{I-j+1} = \begin{bmatrix} (I-j+1)^2 & I-j+1 & 1 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}; \beta$  – весовые коэффициенты, для которых выполняется

условие  $\sum_{x=1}^{I} \beta_x = 1.$ 

С учетом изложенного выражение для оценки истинной формы ЭКС можно записать в общем виде:

$$\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{d} \otimes \mathbf{y},$$

где  $\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y(1) & y(2) & \cdots & y(N) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$ , а символ  $\otimes$  обозначает операцию свертки.

Предложенный метод выделения миографической помехи был рассмотрен в предположении об отсутствии дрейфа изоэлектрической линии. Однако данный подход может применяться и в случае наличия дрейфа изоэлектрической линии, так как возможно довольно точно полиномиально аппроксимировать небольшие фрагменты аддитивной суммы "чистого" сигнала и дрейфа изоэлектрической линии.

На рис. 4 представлен результат фильтрации предложенным способом. На рис. 4, *а* серой линией показан ЭКС, содержащий миографическую помеху и дрейф изоэлектрической линии (пунктирная линия), черной сплошной – результат фильтрации с помощью предложенного алгоритма. Рис. 4, *б* иллюстрирует различия истинного (незашумленного) ЭКС (серая линия) и его оценки (черная линия).

На основе описанной методики для каждого из рассматриваемых кардиоциклов проводилась оценка истинной формы и осуществлялось выделение миографической помехи. В качестве примера на рис. 5 приведены фрагменты исходной записи ЭКС из трех отведений V6, V4 и aVR, содержащие миографическую помеху, а также результат ее выделения. Для лучшей визуализации масштаб миографической помехи был увеличен.

Дальнейшее исследование распределения отсчетов миографической помехи проводилось на основе фрагментов миографической помехи, по-





Puc. 4



лученных с помощью описанной процедуры. Кроме того, с учетом предположения о стационарности помехи в пределах кардиоцикла полученный случайный процесс нормировался делением каждого отсчета помехи на выборочное значение СКО помехи, рассчитанного в пределах кардиоцикла.

Полученные результаты. Было установлено, что эмпирическое распределение отсчетов миографической помехи может быть приближенно описано с помощью первых трех членов ряда Эджворта [14]

$$w(x) = w_n(x) \left[ 1 + \frac{\gamma_1}{3!} H_3\left(\frac{x-m}{\sigma}\right) + \frac{\gamma_2}{4!} H_4\left(\frac{x-m}{\sigma}\right) \right],$$

где  $w_n(x)$  – плотность вероятности нормального распределения со средним значением *m* и СКО  $\sigma$ ;  $H_3(x) = x^3 - 3x$  и  $H_4(x) = x^4 - 6x^2 + 3$ многочлены Эрмита;  $\gamma_1 = \frac{\mu_3}{\sigma^3}$ ,  $\gamma_2 = \frac{\mu_4}{\sigma^4} - 3 - \kappa_2$ эффициенты асимметрии и эксцесса, причем  $\mu_3$  и

μ<sub>4</sub> – центральные моменты третьего и четвертого порядков соответственно.

Кроме того, в первом приближении для описания плотности вероятности миографической помехи может быть использован первый член



ряда Эджворта, т. е. нормальное распределение. На рис. 6 серой сплошной линией показана эмпирическая плотность вероятности w(n) миографической помехи *n* в отведении V6; черной штриховой линией – ее приближение с помощью ряда Эджворта и черной пунктирной линией – с помощью нормального распределения.

Для установления вида совместного двумерного распределения отсчетов миографической помехи в смежных отведениях ЭКС были построены линии с одинаковым уровнем совместной плотности вероятности между отсчетами шума из смежных отведений для эмпирического распределения, а также теоретического двумерного нормального распределения со значениями параметров, рассчитанных на основании той же выборки.

На рис. 7 показаны линии с одинаковым уровнем совместной плотности вероятности между отсчетами шума  $n_1$  и  $n_2$  из двух смежных отведений: a - V4 - V5;  $\delta - V5 - V6$ .

Черные штриховые линии относятся к эмпирическому распределению отсчетов шума; сплошные серые линии – к теоретическому двумерному нормальному распределению с параметрами, полученными на основе имеющейся выборки.

Также были найдены значения совместных кумулянтов для двумерных распределений. Для распределений, представленных на рис. 5, в табл. 1 приведены значения данных совместных кумулянтов.

Близость к нулю совместных кумулянтов третьего и четвертого порядков, а также схожесть эмпирического и теоретического распределений позволили сделать допущение о том, что отсчеты шума  $\mathbf{n}(q)$  образуют нормальный случайный вектор. Причем отсчеты, взятые в разные моменты времени, считаются независимыми между собой





Puc.	7

			Таблица 1
Смежные отведения	Кумулянтные коэффициенты второго порядка	Кумулянтные коэффициенты третьего порядка	Кумулянтные коэффициенты четвертого порядка
V3–V4	$\gamma_{11} = 0.755$	$\gamma_{30} = -0.096$ $\gamma_{21} = -0.012$ $\gamma_{12} = 0.004$ $\gamma_{03} = -0.073$	$\gamma_{40} = 0.531$ $\gamma_{31} = 0.296$ $\gamma_{22} = 0.254$ $\gamma_{13} = 0.241$ $\gamma_{04} = 0.355$
V5–V6	$\gamma_{11} = 0.612$	$\begin{aligned} \gamma_{30} &= 0.018 \\ \gamma_{21} &= 0.075 \\ \gamma_{12} &= -0.068 \\ \gamma_{03} &= -0.175 \end{aligned}$	$\begin{array}{l} \gamma_{40}=0.085\\ \gamma_{31}=-0.029\\ \gamma_{22}=0.014\\ \gamma_{13}=0.041\\ \gamma_{04}=0.214 \end{array}$

случайными величинами, однако отсчеты шума, взятые в один и тот же момент времени, могут быть коррелированными случайными величинами.

В качестве примера в табл. 2 приведены значения выборочного коэффициента корреляции между отсчетами миографической помехи в различных отведениях ЭКС пациента при выполнении нагрузки в виде статического напряжения грудных мышц. Как следует из табл. 2, между шумовыми составляющими смежных отведений присутствует корреляция довольно большого уровня.

Аналогичные результаты были получены и при регистрации ЭКС в трех отведениях V4, Y и V6 при выполнении описанных ранее упражнений. В данном случае электроды размещались в позициях, показанных на рис. 8.

											1	Габлица 2
Отв.	Ι	II	III	aVR	aVL	aVF	V1	V2	V3	V4	V5	V6
Ι	1.00	0.65	- 0.67	- 0.94	0.94	- 0.02	0.05	- 0.08	- 0.04	- 0.04	- 0.02	- 0.01
II	0.65	1.00	0.12	- 0.88	0.35	0.74	0.63	0.53	0.48	0.57	0.62	0.66
III	- 0.67	0.12	1.00	0.37	- 0.89	0.75	0.55	0.62	0.52	0.61	0.64	0.67
aVR	- 0.94	- 0.88	0.37	1.00	- 0.75	- 0.33	- 0.33	- 0.20	- 0.20	- 0.24	- 0.28	- 0.30
aVL	0.94	0.35	- 0.89	- 0.75	1.00	- 0.37	- 0.23	- 0.34	- 0.27	- 0.31	- 0.32	- 0.32
aVF	- 0.02	0.74	0.75	- 0.33	- 0.37	1.00	0.79	0.77	0.67	0.79	0.84	0.89
V1	0.05	0.63	0.55	- 0.33	- 0.23	0.79	1.00	0.82	0.64	0.72	0.74	0.76
V2	- 0.08	0.53	0.62	- 0.20	- 0.34	0.77	0.82	1.00	0.65	0.74	0.75	0.76
V3	- 0.04	0.48	0.52	- 0.20	- 0.27	0.67	0.64	0.65	1.00	0.71	0.66	0.65
V4	- 0.04	0.57	0.61	- 0.24	- 0.31	0.79	0.72	0.74	0.71	1.00	0.84	0.79
V5	- 0.02	0.62	0.64	- 0.28	- 0.32	0.84	0.74	0.75	0.66	0.84	1.00	0.86
V6	- 0.01	0.66	0.67	- 0.30	- 0.32	0.89	0.76	0.76	0.65	0.79	0.86	1.00

	Таолица з												
Статическое напряжение					Подъе	Подъем по лестнице							
Отв.	V4	Y	V6	Отв.	V4	Y	V6	Отв.	V4	Y	V6		
V4	1	-0.57	0.59	V4	1	-0.19	0.21	V4	1	0.07	0.31		
Y	-0.57	1	-0.08	Y	-0.19	1	-0.03	Y	0.07	1	0.49		
V6	0.59	-0.08	1	V6	0.21	-0.03	1	V6	0.31	0.49	1		



Puc. 8

В результате проведения измерений были получены значения коэффициента корреляции, представленные в табл. 3.

Как следует из экспериментальных данных, даже при использовании системы из трех отведе-

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Нифонтов Е. М., Рудакова Т. Л., Салимьянова А. Г. Клинический анализ электрокардиограммы / под ред. В. А. Алмазова, Е. В. Шляхто. СПб.: Изд-во СПбГМУ, 2013. 86 с.

2. Национальные российские рекомендации по применению методики холтеровского мониторирования в клинической практике / Л. М. Макаров, В. Н. Комолятова, Е. В. Первова и др. // Рос. кардиол. журн. 2014. № 2 (106). С. 6–71.

3. Clifford G. D., Azuaje F., Mcsharry P. ECG Statistics, noise, artifacts, and missing data // Advanced Methods and Tools for ECG Data Analysis. 2006. Vol. 6. P. 55–99.

4. A comparison of the noise sensitivity of nine QRS detection algorithms / G. M. Friesen, T. C. Jannett, M. A. Jadallah, S L. Yates, S. R. Quint, H. T. Nagle // IEEE Transactions on Biomed. Engin. 1990. Vol. 37, № 1. P. 85–98.

5. Blanco-Velasco M., Weng B., Barner K. E. ECG signal denoising and baseline wander correction based on the empirical mode decomposition // Computers in Biology and Medicine. 2008. Vol. 38, № 1. P. 1–13.

6. Шакин В. В. Вычислительная электрокардиография. М.: Наука, 1981. 167 с.

7. Agante P. M., Marques de Sa J. P. ECG noise filtering using wavelets with soft-thresholding methods // Computers in Cardiology. 1999. № 26. P. 535–538.

Статья поступила в редакцию 15 ноября 2018 г.

ний ЭКС, в которой нет общих электродов, как в системе из 12 отведений, существует значительная корреляционная взаимосвязь между отсчетами миографической помехи между определенными отведениями ЭКС.

Заключение. В статье описана методология выделения миографической помехи из записи электрокардиосигнала. Предложенный метод основывается на оценке истинной формы ЭКС с помощью аппроксимации в скользящем окне полиномами второго порядка. Показано наличие значимых корреляционных взаимосвязей между отсчетами миографической помехи в смежных отведениях ЭКС. Показана возможность аппроксимации совместной плотности вероятности отсчетов миографической помехи в двух смежных отведениях с помощью двумерного нормального закона распределения.

8. A nonlinear bayesian filtering framework for ECG denoising / R. Sameni, M. B. Shamsollahi, C. G. Jutten, D. Clifford // IEEE Transactions on Biomed. Engin. 2007. Vol. 54, № 12. P. 2172–2185.

9. Красичков А. С. Анализ статистических закономерностей электрокардиосигнала // Биомед. радиоэлектроника. 2011. № 5. Р. 18–23.

10. Shape anomaly detection under strong measurement noise: an analytical approach to adaptive thresholding / A. S. Krasichkov, E. B. Grigoriev, M. I. Bogachev, E. M. Nifontov // Physical Review E. 2015. Vol. 92, № 4. P. 1–9.

11. Krasichkov A. S., Grigoriev E. B., Nifontov E. M. Influence of myographic interference and isoelectric line drift on correlation coefficient in classification of cardiocomplexes // Biomed. Engin. 2015. Vol. 49, № 4. P. 220–223.

12. Santopietro R. F. The origin and characterization of the primary signal, noise, and interference sources in the high frequency electrocardiogram // Proc. of the IEEE. 1977. Vol. 65,  $N_{\rm D}$  5. P. 707–713.

13. Noise coherence in closely-spaced electrodes: the implications for spatial averaged egg recordings / I. N. Turner, W. Wang, M. J. English, R. Vincent // J. of Med. Engin. & Technol. 1995. Vol. 19, № 5. P. 158–161.

14. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.

*Красичков Александр Сергеевич* – кандидат технических наук (2006), доцент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 90 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая радиотехника; методы обработки сигналов.

E-mail: krass33@mail.ru

Григорьев Евгений Борисович – магистр техники и технологии по направлению "Телекоммуникации" (2014), аспирант кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 18 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая радиотехника; методы обработки сигналов.

## E-mail: 101777@mail.ru

Нифонтов Евгений Михайлович – доктор медицинских наук (2003), профессор (2009) Санкт-Петербургского государственного медицинского университета им. акад. И. П. Павлова. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – фундаментальная медицина; кардиология. E-mail: nifontov@spmu.rssi.ru

## REFERENCES

1. Nifontov E. M., Rudakova T. L., Salim'yanova A. G. *Klinicheskii analiz elektrokardiogrammy* [Clinical Electrocardiogram Analysis]. Ed. by V. A. Almazov, E. V. Shlyakhto. SPb, *lzd-vo SPbGMU*, 2013, 86 p. (In Russian)

2. Makarov L. M. i dr. National Russian Recommendations on Holter Monitoring Method Application in Clinical Experience. 2014, no. 2 (106), pp. 6–71. (In Russian)

3. Clifford G. D., Azuaje F., Mcsharry P. ECG Statistics, Noise, Artifacts, and Missing Data. Advanced Methods and Tools for ECG Data Analysis. 2006, vol. 6, pp. 55–99.

4. Friesen G. M., Jannett T. C., Jadallah M. A., Yates S L., Quint S. R., Nagle H. T. A Comparison of the Noise Sensitivity of Nine QRS Detection Algorithms. IEEE Transactions on Biomedical Engineering. 1990, vol. 37, no. 1, pp. 85–98.

5. Blanco-Velasco M., Weng B., Barner K. E. ECG Signal Denoising and Baseline Wander Correction Based on the Empirical Mode Decomposition. Computers in Biology and Medicine. 2008, vol. 38, no. 1, pp. 1–13.

6. Shakin V. V. *Vychislitel'naya elektrokardiografiya* [Computational Electrocardiography]. Moscow, *Nauka*, 1981, 167 p. (In Russian)

7. Agante P. M., Marques de Sa J. P. ECG Noise Filtering Using Wavelets with Soft-Thresholding Methods. Computers in Cardiology. 1999, no. 26, pp. 535–538.

8. Sameni R., Shamsollahi M. B., Jutten C. G. Clifford D. A Nonlinear Bayesian Filtering Framework for ECG Denoising // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. 2007, vol. 54, no. 12, pp. 2172–2185.

9. Krasichkov A. S. Analysis of Electro-Diode Statistical Laws. Journal Biomedical Radioelectronics. 2011, no. 5, pp. 18–23. (In Russian)

10. Krasichkov A. S., Grigoriev E. B., Bogachev M. I., Nifontov E. M. Shape Anomaly Detection Under Strong Measurement Noise: an Analytical Approach to Adaptive Thresholding Physical Review E. 2015, vol. 92, no. 4, pp. 1–9.

11. Krasichkov A. S., Grigoriev E. B., Nifontov E. M. Influence of Myographic Interference and Isoelectric Line Drift on Correlation Coefficient in Classification of Cardiocomplexes. Biomedical Engineering. 2015, vol. 49, no. 4, pp. 220–223.

12. Santopietro R. F. The Origin and Characterization of the Primary Signal, Noise, and Interference Sources in the High Frequency Electrocardiogram // Proceedings of the IEEE. 1977, vol. 65, no. 5, pp. 707–713.

13. Turner I. N., Wang W., English M. J., Vincent R. Noise Coherence in Closely-Spaced Electrodes: the Implications for Spatial Averaged EGG Recordings. Journal of Medical Engineering & Technology. 1995, vol. 19, no. 5, pp. 158–161.

14. Tikhonov V. I. *Statisticheskaya radiotekhnika* [Statistical Radio Engineering]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1982, 624 p. (In Russian)

Received November, 15, 2018.

*Alexander S. Krasichkov* – Ph.D. in Engineering (2006), Associate Professor of the Department of Radio System of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 90 scientific publications. Area of expertise: statistical radio engineering; signal processing. E-mail: krass33@mail.ru

*Evgene B. Grigoriev* – Master's Degree in Telecommunications (2014), Postgraduate Student of the Department of Radio System of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 18 scientific publications. Area of expertise: statistical radio engineering; signal processing. E-mail: 101777@mail.ru

*Evgeny M. Nifontov* – D.Sc. in Medicine (2003), Professor (2009) of Pavlov First Saint Petersburg State Medical University. The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: fundamental medicine; cardiology. E-mail: nifontov@spmu.rssi.ru



Конференция проводится с 3 по 6 июня 2019 года в Санкт-Петербурге.

Научная программа предусматривает пленарные доклады (до 30 мин), секционные доклады (до 15 мин), оригинальные сообщения (до 12 мин) и стендовые доклады по следующим основным направлениям:

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

## Участие студентов и аспирантов вузов Российской Федерации – бесплатное.

Начало приема докладов 1 декабря 2018 года, окончание – 31 марта 2019 года.

Регистрация проводится на сайте конференции.

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

## Организаторы конференции:

- Министерство образования и науки РФ;
- Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ "ЛЭТИ");
- ОАО «НПП "Исток" им. Шокина».

Генеральный спонсор: компания "Роде и Шварц".

На конференции будет представлен широкий спектр оборудования компании. Возможно проведение измерений параметров устройств участников конференции.

Подробная информация на сайте конференции http://mwelectronics.ru Рабочий язык конференции – русский.

Контакты: Оргкомитет конференции +7 (812) 234-99-83 2019@mwelectronics.ru В редакционный совет журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами;
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены (также возможна передача по электронной почте по предварительному согласованию). Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- элементы заглавия на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и на английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (отдела) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

#### Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги A4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Распечатка подписывается всеми авторами.

#### Элементы заглавия публикуемого материала

1. УДК (выравнивание по левому краю).

 Перечень авторов – Φ. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Φ. И. О. разделяются запятыми.

 Место работы авторов. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации и т. д.

4. Название статьи.

5. Аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи.

 Ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится.

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

#### Основной текст

Шрифт "Times New Roman" 10.5 pt, выравнивание по ширине, абзацный отступ 0.6 см, межстрочный интервал "Множитель 1.1".

Используются постраничные подстрочные ссылки (шрифт "Times New Roman" 8 pt, выравнивание по ширине; межстрочный интервал "Одинарный"), имеющие сквозную нумерацию в пределах статьи.

Объем основного текста не менее 8 страниц.

#### Список литературы

1. Строка с текстом "Список литературы".

2. Собственно список литературы – библиографические описания источников, выполненные по ГОСТ 7.1–2008 "Библиографическое описание документа". Каждая ссылка с номером – в отдельном абзаце. В ссылках на материалы конференций обязательно указание даты и места их проведения; при ссылках на статьи в сборниках статей обязательно приводятся номера страниц, содержащих данный материал. Приветствуются ссылки на современные англоязычные публикации. Рекомендуемый объем списка литературы – не менее 15 источников.

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются.

При ссылках на материалы, размещенные на электронных носителях, необходимо указывать электронный адрес до конкретного материала (т. е. включая сегмент, оканчивающийся расширением, соответствующим текстовому документу) и дату обращения к нему либо полный издательский номер CD или DVD. Редакция оставляет за собой право потребовать от автора замены ссылки, если на момент обработки статьи по указанному адресу материал будет отсутствовать.

При ссылках на переводную литературу необходимо отдельно привести ссылку на оригинал (для References). Если описываемая публикация имеет DOI, его указание обязательно в списке литературы.

При ссылках на источники на русском языке необходимо дополнительно привести перевод ссылки на английский язык с указанием после ссылки "(in Russian)". Формат перевода должен соответствовать формату, принятому в журналах IEEE.

Элементы заглавия на английском языке

Элементы включают:

 Перечень авторов – Φ. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Φ. И. О. разделяются запятыми.

2. Место работы авторов. Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации и т. д.

3. Название статьи (перевод названия, указанного перед текстом).

 Резюме (abstract) статьи объемом 200–250 слов, кратко излагающее постановку задачи, примененные методы ее решения, полученные результаты.

5. Ключевые слова (перевод списка ключевых слов, указанного перед текстом).

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

#### Верстка формул

Формулы подготавливаются в редакторе формул MathType; нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте статьи; использование при нумерации букв и других символов не допускается.

Формулы, как правило, выключаются в отдельную строку; в тексте допустимо расположение только однострочных формул, на которые нет ссылок (надстрочные и подстрочные символы в таких формулах допустимы).

Выключенные в отдельную строку формулы выравниваются по середине строки, номер (при необходимости) заключается в круглые скобки и выравнивается по правому краю текста.

Необходимо использовать следующие установки редактора формул. Размеры: "полный" 10.5 pt, "подстрочный" 9 pt, "под-подстрочный" 7 pt, "символ" 14.5 pt, "подсимвол" 12.5 pt. Стили: текст, функция, число, кириллица – шрифт "Times New Roman", вектор-матрица – шрифт "Times New Roman", жирный; греческий малый, греческий большой, символ – шрифт "Symbol", прямой; переменная – шрифт "Times New Roman", курсив. Индексы, представляющие собой слова, сокращения слов или аббревиатуры, набираются только в прямом начертании.

Скобки и знаки математических операций вводятся с использованием шаблонов редактора формул MathType.

Начертание обозначений в формулах и в основном тексте должно быть полностью идентично. Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы. После нее ставится запятая, а на следующей строке без абзацного отступа после слова "где" приводятся все обозначения и через тире – их расшифровки; список должен быть составлен в порядке появления обозначений в формуле; в многострочных формулах вначале полностью описывается числитель, а затем – знаменатель; изменение индекса также считается введением нового обозначения, требующего новой расшифровки.

Если при расшифровке встречается обозначение, в свою очередь требующее формульной записи и расшифровки, то с ним поступают как с отдельной формулой, но расшифровку помещают в круглые скобки.

#### Верстка рисунков

Рисунки, представляющие собой графики, схемы и т. п., должны быть выполнены в графических векторных редакторах (встроенный редактор Microsoft Word, CorelDraw, Microsoft Visio) в черно-белом виде. Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tiff, .html) допустимо только для рисунков, представление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.). Качество рисунков и фотографий должно быть не менее 300 dpi.

В поле рисунка должны размещаться только сам рисунок и его нумерационный заголовок.

Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи. Каждый рисунок вместе с заголовком должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).

Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 7.9 см (в первом случае рисунок будет заверстан вразрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, *a*).

Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого фрагмента в тексте. Первая ссылка на рисунок приводится, например как (рис. 3), последующие – как (см. рис. 3).

Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.6 pt.

При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ, ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ).

На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует делать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы (т. е. всем засечкам должны соответствовать определенные числовые значения).

Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо числовых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения. Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.

Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая засечка должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.

Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются гарнитурой "Times New Roman" размером 9 pt с одинарным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения фрагментов и нумерационный заголовок выделяются курсивом.

При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры – "полный" 9 pt, "подстрочный" 7 pt, "под-подстрочный" 5.5 pt, "символ" 13 pt, "подсимвол" 11 pt.

Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивным), как и на рисунке, но с размером шрифта 10.5 pt, соответствующим размеру основного текста.

#### Верстка таблиц

Текст в таблицах печатается через одинарный интервал, шрифтом "Times New Roman"; основной текст 9 pt, индексы 7 pt, подындексы 5.5 pt.

Таблица состоит из нумерационного заголовка; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы).

Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними, без точки на конце; выравнивается по правому полю таблицы и выделяется светлым курсивом). Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылке на рисунок. Нумерация таблиц – сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу".

Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается). Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то ее головка должна быть повторена на каждой странице.

Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.

Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, бук-

венные аббревиатуры и сложносокращенные слова). Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.

В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы; заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с прописной буквы, если они грамматически не подчинены стоящему над ними заголовку верхнего яруса, и со строчной, если они грамматически подчинены ему.

#### Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. В справке следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

### Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников 05.12.00 – "Радиотехника и связь", 05.27.00 – "Электроника" и 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" (в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5) и представляется следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.
- "Электроника":
  - Микро- и наноэлектроника.
  - Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
  - Радиофотоника.
  - Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Рукописи аспирантов публикуются бесплатно.

Адрес редакционного совета: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника" Технические вопросы можно выяснить по эдресу radioelectronic@yandex ru

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru