



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 23 № 6 2020



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 23 No. 6 2020

Санкт-Петербург
Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

2020

Saint Petersburg
ETU Publishing house

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

Индекс по каталогу «Пресса России» 45818

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

Издается 6 раз в год.

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

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

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

Редакция журнала:

197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5, СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

Тел.: 8 (812) 234-10-13,

e-mail: radioelectronic@yandex.ru

RE.ELTECH.RU

© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», оформление, 2020

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

Б. А. КАЛИНИКОС, д.ф.-м.н., проф.,

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

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

ПРЕДСЕДАТЕЛЬ РЕДАКЦИОННОЙ КОЛЛЕГИИ

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

ОТВЕТСТВЕННЫЙ СЕКРЕТАРЬ

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

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

Журнал выполняет следующие задачи:

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

позиций ученых России в области теории и практики радиоэлектроники;

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



Материалы журнала доступны по лицензии Creative Commons Attribution 4.0



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

Registered by the Federal Service for Supervision of Communications, Information Technology and Mass Media (PI № FS77-74297 from 09.11.2018).
Subscription index in "Press of Russia" catalogue is 45818
Founder and publisher: Saint Petersburg Electrotechnical University (ETU)
Founded in 1998. Issued 6 times a year.
The journal is included in RSCI (Web of Science platform), Ulrichsweb Global Serials Director, Bielefeld Academic Search Engine, Google Scholar, Library of Congress, Research4life, ResearchBib, WorldCat, The Lens, OpenAIRE.

The journal is indexed and archived in the Russian science citation index (RSCI).
The journal complies with the Budapest Open Access Initiative Declaration, is a member of the Directory of Open Access Journals (DOAJ) and Crossref.

Editorial address:

ETU, 5 Prof. Popov St., St Petersburg 197376, Russia
Tel.: +7 (812) 234-10-13
E-mail: radioelectronic@yandex.ru **RE.ELTECH.RU**
© ETU, design, 2020

EDITORIAL BOARD

EDITOR-IN-CHIEF

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

CHAIRMAN OF THE EDITORIAL BOARD

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

EDITORIAL BOARD:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Ferran MARTIN, PhD (Phys.), Professor, Autonomous Uni-
versity, Barcelona, Spain

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

EXECUTIVE SECRETARY

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

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

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Оригинальные статьи

Телевидение и обработка изображений

Зубов И. Г. Метод автоматического определения ключевых точек объекта на изображении.....6

Радиолокация и радионавигация

Галл Р. Д. Точность местоопределения наземных источников, использующих геостационарные ретрансляторы.....17

Шевченко М. Е., Малышев В. Н., Соколов С. С., Горовой А. В., Соловьев С. Н., Стенюков Н. С. Интервальное и точечное пеленгование источников радиоизлучения при широкополосном радиомониторинге.....28

Кутузов В. М., Овчинников М. А., Виноградов Е. А. Характеристики обнаружения параметрического метода обработки сигналов в неэквидистантной антенной решетке транспортируемой декаметровая радиолокационной станции.....43

Монаков А. А., Миролюбов А. М. Компенсация ошибок оценивания местоположения, вызванных тропосферным распространением радиоволн, в широкозонных мультilaterационных системах.....59

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

Шевченко С. Ю., Михайленко Д. А., Лукьянов Д. П. Выбор материала чувствительных элементов акселерометров на основе ПАВ70

Метрология и информационно-измерительные приборы и системы

Алексеев В. В., Антонюк Е. М., Варшавский И. Е. Алгоритмическое обеспечение адаптивных систем автоматического контроля со сжатием данных.....84

От редакции

Благодарность рецензентам.....100

Правила для авторов статей101

CONTENTS

Original articles

Television and Image Processing

Zubov I. G. An Automatic Method for Interest Point Detection.....6

Radar and Navigation

Gall R. D. Accuracy of Positioning of Ground Sources Using Geostationary Repeaters.....17

**Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Sokolov S. S., Gorovoy A. V.,
Soloviev S. N., Stenukov N. S.** Interval and Point Direction Finding of Radio
Emission Sources for Broadband Radio Monitoring.....28

Kutuzov V. M., Ovchinnikov M. A., Vinogradov E. A. Detection Characteristics
of the Parametric Method of Signal Processing in a Sparse Antenna Array
of a Transportable Decameter Range Radar.....43

Monakov A. A., Mirolubov A. M. Compensation of Positioning Errors
Caused by Tropospheric Wave Propagation in Wide-Area Multilateration Systems.....59

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

Shevchenko S. Yu., Mikhailenko D. A., Lukyanov D. P. Selection of the Material
for the Sensitive Elements of SAW-based Accelerometers.....70

Metrology and Information-Measuring Devices and Systems

Alekseev V. V., Antonyuk E. M., Varshavskiy I. E. Algorithmic Support of Adaptive
Automatic Control Systems with Data Compression.....84

From the Editor

Thanks to the Reviewers.....100

Author's Guide.....101

Телевидение и обработка изображений

УДК 004.931; 004.932

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-6-6-16>

Метод автоматического определения ключевых точек объекта на изображении

И. Г. Зубов✉

ООО "НЕКСТ", Москва, Россия

✉ZubovIG@gmail.com

Аннотация

Введение. Внедрение систем технического зрения в повседневную жизнь становится все более популярным. Использование систем на основе монокулярной камеры позволяет решить большой спектр задач. Анализ монокулярных изображений является наиболее развивающимся направлением в области машинного зрения. Это обусловлено общедоступностью цифровых камер и больших наборов аннотированных данных, а также мощностью современной вычислительной техники. Для того чтобы система компьютерного зрения описывала объекты и предсказывала их действия в физическом пространстве сцены, необходимо интерпретировать анализируемое изображение с точки зрения базовой 3D-сцены. Этого можно достичь, анализируя жесткий объект как совокупность взаимно связанных частей, что представляет мощный контекст и структуру для рассуждений о физическом взаимодействии.

Цель работы. Разработка автоматического метода ключевых точек объекта интереса на изображении.

Методы и материалы. Предложен автоматический метод локализации ключевых точек транспортных средств на изображении, в частности номерного знака. Представленный метод позволяет зафиксировать ключевые точки объекта интереса на основе анализа сигналов внутренних слоев сверточных нейронных сетей, обученных для классификации изображений, и выделения объектов на изображении. Также метод позволяет детектировать части объекта без больших затрат на аннотацию данных и обучение.

Результаты. Эксперименты подтвердили корректность выделения ключевой точки объекта интереса на основе предложенного метода. Точность выделения ключевой точки на номерном знаке составила 97 %.

Заключение. Представлен новый метод выделения ключевых точек объекта интереса на основе анализа сигналов внутренних слоев сверточных нейронных сетей. Метод обладает точностью выделения ключевых точек объекта интереса на уровне современных методов, а в отдельных случаях превосходит их.

Ключевые слова: сверточные нейронные сети, анализ карт активаций, выделение ключевых точек

Для цитирования: Зубов И. Г. Метод автоматического определения ключевых точек объекта на изображении // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 6. С. 6–16. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-6-16

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 17.07.2020; принята к публикации после рецензирования 20.10.2020; опубликована онлайн 29.12.2020



An Automatic Method for Interest Point Detection

Ilya G. Zubov✉

Ltd "Next", Moscow, Russia

✉ZubovIG@gmail.com

Abstract

Introduction. Computer vision systems are finding widespread application in various life domains. Monocular-camera based systems can be used to solve a wide range of problems. The availability of digital cameras and large sets of annotated data, as well as the power of modern computing technologies, render monocular image analysis a dynamically developing direction in the field of machine vision. In order for any computer vision system to describe objects and predict their actions in the physical space of a scene, the image under analysis should be interpreted from the standpoint of the basic 3D scene. This can be achieved by analysing a rigid object as a set of mutually arranged parts, which represents a powerful framework for reasoning about physical interaction.

Objective. Development of an automatic method for detecting interest points of an object in an image.

Materials and methods. An automatic method for identifying interest points of vehicles, such as license plates, in an image is proposed. This method allows localization of interest points by analysing the inner layers of convolutional neural networks trained for the classification of images and detection of objects in an image. The proposed method allows identification of interest points without incurring additional costs of data annotation and training.

Results. The conducted experiments confirmed the correctness of the proposed method in identifying interest points. Thus, the accuracy of identifying a point on a license plate achieved 97%.

Conclusion. A new method for detecting interest points of an object by analysing the inner layers of convolutional neural networks is proposed. This method provides an accuracy similar to or exceeding that of other modern methods.

Keywords: convolutional neural networks, activation map analysis, interest point detection

For citation: Zubov I. G. An Automatic Method for Interest Point Detection. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 6, pp. 6–16. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-6-16

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

Submitted 17.07.2020; accepted 20.10.2020; published online 29.12.2020

Введение. Внедрение систем технического зрения в повседневную жизнь становится все более популярным. Использование систем на основе монокулярной камеры позволяет решить большой спектр задач. Анализ монокулярных изображений является наиболее развивающимся направлением в области машинного зрения. Это обусловлено общедоступностью цифровых камер и больших наборов аннотированных данных, а также мощностью современной вычислительной техники.

Для того чтобы система компьютерного зрения описывала объекты и предсказывала их действия в физическом пространстве сцены, необходимо интерпретировать анализируемое изображение с точки зрения базовой 3D-сцены. Анализ жесткого объекта как совокупности взаимно связанных ча-

стей представляет мощный контекст и структуру для рассуждений о физическом взаимодействии.

В настоящее время системы, основанные на сверточных нейронных сетях, обладают наибольшей точностью при решении задач обнаружения и классификации объектов на изображении. Одним из важных факторов для дальнейшего прогресса является понимание представлений, которые изучаются внутренними слоями нейронной сети. На данный момент существуют подходы, предназначенные для попыток визуальной интерпретации работы сверточных нейронных сетей.

Промежуточные выходы сигналов сверточных нейронных сетей часто могут быть связаны с семантическими частями объектов [1]. Как показано в [1], ядра сверток в начальных слоях похожи на

маски фильтров, используемые во многих популярных низкоуровневых дескрипторах объектов. Более глубокие слои чувствительны к более абстрактным узорам на изображении [1]. Эти шаблоны могут даже соответствовать целым объектам [2] или их частям [3].

Детекторы объектов реализуются в результате обучения сверточной нейронной сети для выполнения классификации сцен [4]. Одна и та же сеть может выполнять как распознавание сцен, так и выделение объектов в одном прямом проходе без какого-либо специального обучения понятию объектов.

Метод. Как правило, нейросетевые архитектуры, разработанные специально для классификации изображений, используются в качестве базовой структуры (Backbone) [5] для других задач, включая обнаружение и сегментацию.

Базовую структуру сверточной нейронной сети в общем виде можно представить как многоступенчатый каскад последовательно объединенных операций свертки и функций активации (рис. 1). Такая структура на основе предварительно обученных классификационных моделей используется без полносвязных слоев и предназначена для извлечения из изображения абстрактных карт при-

знаков. Часто в качестве базовых структур используют такие предварительно обученные нейросетевые архитектуры, как ResNet [6], VGG [7], Mobile Net [8], SqueeNet [9] и т. д.

В настоящей статье в качестве объекта интереса рассматривается транспортное средство. Для визуализации предложенного метода будет использована базовая структура сверточной нейронной сети VGG16, предназначенная для классификации изображений (рис. 2). Эта сеть оперирует со свертками 3×3 элемента, количество сверток указано в каждом слое.

Предложенный метод был исследован для сверточных нейронных сетей, использующих наиболее распространенные функции активации ReLU и Leaky ReLU. ReLU предусматривает установку пороговых значений на 0:

$$f(x) = \begin{cases} x, & x > 0; \\ 0, & x \leq 0, \end{cases}$$

т. е. возвращает 0 при $x \leq 0$ и линейную функцию при положительных значениях аргумента. Leaky ReLU описывается следующим образом:

$$f(x) = \begin{cases} x, & x \geq 0; \\ \alpha x, & x < 0, \end{cases}$$

где α – малая константа. В настоящей статье рассмотрена реализация YoloV3 [10] с константой $\alpha = 0.1$.

Основные шаги алгоритма.

Шаг 1. Изменение базовой структуры. Каждый слой нейронной сети может быть потенциально значимым и нести нужную информацию об интересующей семантической части объекта. Анализируя выходные сигналы каждого слоя нейронной сети, необходимо изменить ее архитектуру. Для анализа сигналов внутренних слоев к каждому активационному слою добавляется выход с последующим масштабированием выходной матрицы до разрешения входного изображения (рис. 3).

Преобразовав базовую структуру сверточной нейронной сети VGG16 предложенным методом, получим новую архитектуру (рис. 4).

Измененная базовая структура на выходе имеет матрицу с размерами $W \times H \times 4224$, где W



Рис. 1. Базовая структура сверточной нейронной сети

Fig. 1. The backbone of a convolutional neural network

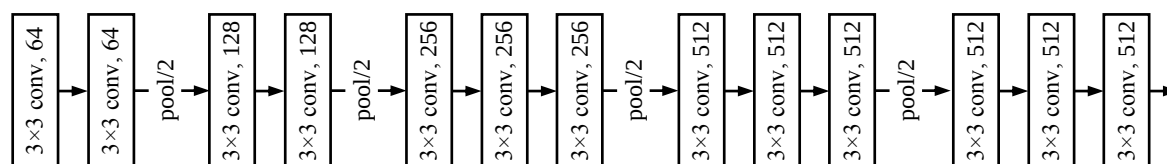


Рис. 2. Базовая структура сверточной нейронной сети VGG16

Fig. 2. The backbone of the convolutional neural network VGG16

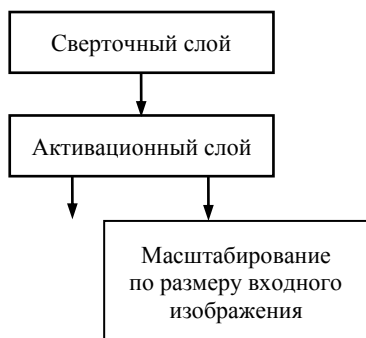


Рис. 3. Добавление выходного канала в базовую структуру

Fig. 3. Adding an output channel to the backbone

и H – высота и ширина входного изображения соответственно; 4224 – количество промежуточных сверток нейронной сети VGG16.

Визуализируя сигналы, полученные на промежуточных слоях сверточной нейронной сети, можно подтвердить сделанные в [1] предположения, что эти сигналы могут быть связаны с семантическими частями объектов. В качестве примера на рис. 5 представлены примеры набора изображений Carvana [11], а на рис. 6 – некоторые промежуточные сигналы сверточных слоев, активированные на семантические части автомобиля.

Шаг 2. Анализ сигналов внутренних слоев. Как видно из рис. 6, различные свертки могут активи-

роваться на семантически одинаковые части объекта. Учитывая распространенные функции активации, автор настоящей статьи предлагает метод агрегации сигналов наиболее устойчивых сверток и их использования для выделения ключевых точек объекта интереса.

Для дальнейшего анализа активации отдельных сверток на определение семантической принадлежности к определенной части объекта интереса необходим набор аннотированных данных, указывающих положения интересующей части объекта.

Формально задачу выделения наиболее значимых сверточных слоев и каналов можно описать следующим образом: пусть X – множество изображений I и масок A с разрешением $H \times W$. Количество сверточных слоев равно T , $f_{ij}(I)$, $i \in [1:T]$, $j \in [1:T_i]$ – функция активации i -го слоя, j -го канала. Выделим N_1 сверток наиболее устойчивых в области интереса:

$$\hat{i}_j = \{i : Q_{ij} \geq \text{th}_1 \ \& \ Q_{ij} \geq Q_{(|Q|-N_1)}\},$$

и N_2 сверток, не активирующихся в интересующей области:

$$\tilde{i}_j = \{i : Q_{ij} \leq \text{th}_2 \ \& \ Q_{ij} \geq Q_{(N_2)}\},$$

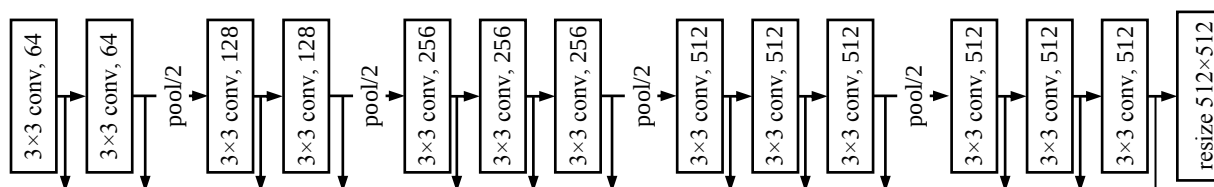


Рис. 4. Базовая структура сверточной нейронной сети VGG16 после преобразования

Fig. 4. The backbone of the convolutional neural network VGG16 after conversion



Рис. 5. Пример изображений набора данных Carvana

Fig. 5. Sample of the Carvana dataset images

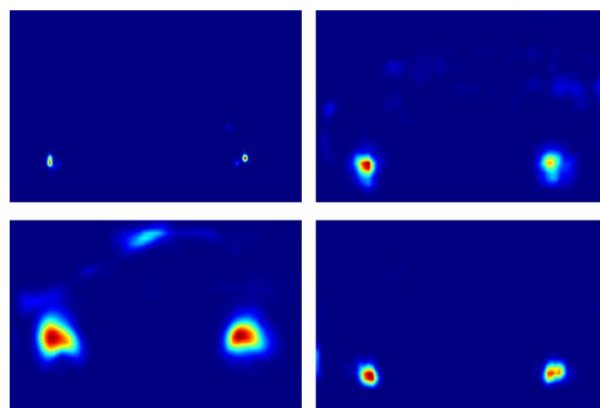


Рис. 6. Пример визуализации промежуточных выходов сверточных слоев нейронной сети VGG16

Fig. 6. Samples of visualization of the intermediate outputs of the convolutional layers of the neural network VGG16

где Q – доля сосредоточения активации в области интереса;

$$Q_{ij} = \sum_{\{I, A\} \in X} \frac{\sum_{k \in I, H \in I, W} f_{ij}(I)(k, l) A(k, l)}{\sum_{k \in I, H \in I, W} f_{ij}(I)(k, l)}.$$

Порог $0 \leq th_1 \leq 1$ выбирается экспериментально: например, $th_1 = 1$ будет указывать на полное сосредоточение активации в области интереса и отсутствие активации вне этой области. Порог $0 \leq th_2 \leq 1$ выбирается в зависимости от функции активации, используемой в анализируемой архитектуре: например, при использовании функции активации ReLU $th_2 = 0$ будет указывать на полное отсутствие активации нейрона в области интереса.

Таким образом, элементы, не входящие в множества $\hat{I}_j$ и $\tilde{I}_j$, могут быть удалены из базовой архитектуры.

Шаг 3. Агрегация. Агрегируя выходные сигналы базовой структуры нейронной сети, получим тепловую карту интересующей части объекта

$$F = \sum_{i \in I, T} \left(\sum_{i \in \hat{I}_j} f_{ij}[I] - \sum_{i \in \tilde{I}_j} f_{ij}[I] \right).$$

Шаг 4. Выделение маски и ключевой точки. Чтобы получить маску интересующей части объекта, используется пороговая фильтрация

$$B = F(x, y) \geq th,$$

где порог th выбирается экспериментально, максимизируя целевую метрику.

Координаты ключевой точки определяются выражением $x, y = \arg \max_{x, y} F(x, y)$.

Результаты. В настоящей статье в качестве объекта интереса выбран номерной знак автомобиля. Выделение номерного знака – одна из наиболее распространенных задач определения автомобиля. Для решения задачи выделения номерного знака разработано много различных подходов [12–14], а также сформированы наборы изображений с подробной аннотацией.

Задачу выделения номерного знака на изображении принято делить на 2 случая:

- поиск номерного знака на части изображения, содержащей только одно транспортное средство;
- поиск номерного знака на всем кадре без предварительного выделения автомобиля.

В настоящей статье рассматривается задача локализации номерного знака, а также определение его ключевой точки на части изображения, содержащей только одно транспортное средство. Результаты выделения по разработанному методу сравниваются с результатами, даваемыми тремя широко распространенными подходами к выделению номерных знаков:

1. Метод Виолы–Джонса [12]. Метод обнаружения объектов на изображении, предложенный Полом Виолой и Майклом Джонсом, основан на применении каскада простых классификаторов на основе признаков Хаара. Функции Хаара используются в качестве сверточного ядра при рассмотрении смежных прямоугольных областей. Несмотря на то, что метод был предложен в 2001 г., он до сих пор широко используется в задачах поиска номерных знаков на изображении в реальном времени. В настоящей статье представлена реализация [15].

2. Warped Planar Object Detection Network (WPOD-Net) [13] – сверточная нейронная сеть, разработанная для задачи выделения номерного знака и его ключевой точки. Нейронная сеть предсказывает восьмиканальную карту объектов, которая кодирует вероятности наличия объекта и параметры аффинного преобразования для выравнивания номерного знака по вертикали и по горизонтали. Архитектура сети имеет в общей сложности 21 сверточный слой, причем 14 находятся внутри остаточных блоков. В настоящей статье представлена реализация [15].

3. Mask-RCNN [14] – архитектура современной сверточной нейронной сети для сегментации объектов на изображениях. Mask-RCNN представляет собой конвейер "сегментации с использованием распознавания", который можно представить в виде следующих модулей:

- генератора особенностей (features extractor) на основе базовой структуры ResNet [6], формирующего трехмерную абстрактную матрицу признаков входного изображения;
- Region Proposal Network – сети генерации регионов. Извлекает потенциальные регионы, которые могут содержать объекты интересов;
- полносвязных слоев – сети, которая для каждого региона вырезает из матрицы особенностей соответствующую этому региону часть, выдавая класс объекта и уточненный описывающий объект – прямоугольник, а также формирует маску объекта интереса.

В настоящей статье представлена реализация [17].

В качестве тестируемых моделей используются две распространенные архитектуры сверточных нейронных сетей, предназначенных для классификации изображений, – VGG16 и SqueezeNet (1_0), а также распространенная модель выделения объектов YoloV3. В настоящей статье используется реализация [18].

Экспериментальная проверка предложенного метода проводилась с использованием двух наборов изображений:

1. Внутреннего набора, включающего более 13 000 изображений, на которых содержалось более 21 000 автомобилей. Данные были получены с камеры фотовидеофиксации на дорогах Москвы. Для каждого изображения вручную были размечены границы автомобиля и номерного знака. Разрешение каждого изображения 2448×2048 . Изображения получены при различной освещенности, различных погодных условиях и представлены в градациях серого. Пример изображения с размеченной аннотацией приведен на рис. 7.

2. Chinese City Parking Dataset (CCPD) [19] – набора изображений от городской компании по управлению парковками в одной из провинциальных столиц Китая. CCPD предоставлял более 250 тыс. уникальных изображений, на которых присутствовали номерные знаки с подробными аннотациями. В качестве тестовой выборки было выбрано 70 000 изображений случайным образом. Разрешение каждого изображения составляло $720 \times 1160 \times 3$ (ширина $\times$ высота $\times$ каналы). В аннотации содержались 4 точки углов номерного знака. CCPD содержало изображения при различной освещенности и окружающей среде в разную

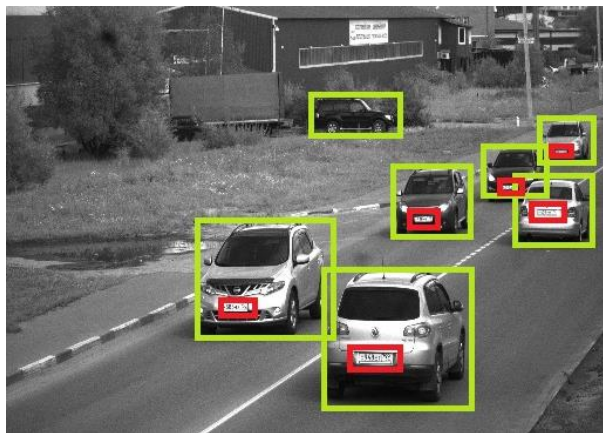


Рис. 7. Примеры визуализации аннотаций внутреннего набора изображений

Fig. 7. Samples of visualization of the annotations of an internal set of images

погоду. Изображения в CCPD получены с разных позиций и углов. Пример изображения с размеченной аннотацией приведен на рис. 8.



Рис. 8. Пример визуализации аннотаций набора изображений CCPD

Fig. 8. The sample of the visualization of annotations of CCPD image set

В качестве калибровочных данных (шаг 2) использовалось 100 изображений для каждого из наборов данных.

Пусть A, B – точная и вычисленная маски номерного знака соответственно ($A, B \subseteq S \in R_n$). Для определения точности локализации ключевой точки номерного знака используется метрика качества

$$\text{acc} = \frac{TP + TN}{TP + TN + FP + FN},$$

где TP, TN, FP, FN – количества истинных положительных, истинных отрицательных, ложных положительных и ложных отрицательных решений соответственно. Решение считается истинно положительным, если $(x, y) \in A$. В табл. 1 приведена точность локализации ключевой точки номерного знака. Точность определения номерного знака при различных значениях фиксированного порога пересечения по объединению (intersection over union – IoU)

$$\text{IoU} = \frac{|A \cap B|}{|A \cup B|},$$

где A, B – точная и вычисленная маски номерного знака.

Табл. 1. Сравнительные результаты определения ключевой точки

Table 1. Comparative results of the key point detection

Метод определения	acc	
	CCPD	Внутренний набор
WPOD-NET	0.97	0.66
VGG19	0.97	0.95
Squeeznet	0.93	0.93
YoloV3	0.93	0.96

Точность характеризуется метриками качества precision (точность) и recall (полнота):

$$\text{precision} = \frac{TP}{TP + FP}; \text{recall} = \frac{TP}{TP + FN}.$$

В табл. 2 приведена точность определения номерного знака распространенными методами для базы изображений CCPD и внутренней базы изображений.

В табл. 3 приведена точность определения номерного знака предложенным методом на изображениях внутренней базы и базы CCPD для трех различных сверточных нейронных сетей. Примеры выделения номерного знака разработанным методом представлены на рис. 9 и 10. На рис. 11 представлен результат работы предложенного метода на изображениях, содержащих несколько объектов интереса.

Табл. 2. Сравнительные результаты определения номерного знака известными методами по изображениям базы CCPD и внутренней базы

Table 2. Comparative results of the license plate detection using known methods on the images of CCPD database and internal database

Метод определения	I ₀ U							
	0.1		0.3		0.5		0.7	
	Метрика качества – precision							
	База изображений							
	CCPD	Внутренняя	CCPD	Внутренняя	CCPD	Внутренняя	CCPD	Внутренняя
Mask-RCNN	0.98	0.92	0.98	0.92	0.98	0.92	0.86	0.91
Виолы–Джонса	0.75	0.89	0.67	0.87	0.26	0.65	0.02	0.49
WPOD-NET	0.98	0.96	0.98	0.96	0.92	0.95	0.39	0.89
Метод определения	I ₀ U							
	0.1		0.3		0.5		0.7	
	Метрика качества – recall							
	База изображений							
	CCPD	Внутренняя	CCPD	Внутренняя	CCPD	Внутренняя	CCPD	Внутренняя
Mask-RCNN	0.76	0.91	0.76	0.91	0.75	0.91	0.66	0.91
Виолы–Джонса	0.25	0.71	0.24	0.71	0.09	0.66	0.01	0.49
WPOD-NET	0.97	0.77	0.96	0.77	0.90	0.77	0.38	0.72

Табл. 3. Сравнительные результаты определения номерного знака предложенным методом с использованием различных нейронных сетей по изображениям базы CCPD и внутренней базы

Table 3. Comparative results of the license plate detection using proposed method with various neural networks on the images of CCPD database and internal database

Нейронная сеть	I ₀ U							
	0.1		0.3		0.5		0.7	
	Метрика качества – precision							
	База изображений							
	CCPD	Внутренняя	CCPD	Внутренняя	CCPD	Внутренняя	CCPD	Внутренняя
VGG16	0.95	0.98	0.93	0.96	0.85	0.86	0.75	0.69
SqeezNet	0.93	0.93	0.91	0.91	0.83	0.83	0.70	0.70
YoloV3	0.94	0.97	0.92	0.93	0.82	0.81	0.69	0.66
Нейронная сеть	I ₀ U							
	0.1		0.3		0.5		0.7	
	Метрика качества – recall							
	База изображений							
	CCPD	Внутренняя	CCPD	Внутренняя	CCPD	Внутренняя	CCPD	Внутренняя
VGG16	0.95	0.98	0.93	0.95	0.85	0.86	0.75	0.68
SqeezNet	0.93	0.93	0.91	0.91	0.83	0.83	0.70	0.70
YoloV3	0.93	0.96	0.91	0.93	0.82	0.80	0.68	0.66

Времена анализа одного изображения описанными в статье нейросетевыми архитектурами представлены в табл. 4. Разрешение входного изображения составляло 512×512 пикселей. Анализ производился на видеокарте NVIDIA GeForce GTX 1650.

Табл. 4. Сравнение времен анализа нейронных сетей

Table 4. Comparison of analysis time of neural networks

Метод определения	Время обработки, мс
WPOD-NET	13
Mask-RCNN	166
VGG19	66
SqueezNet	9
YoloV3	50



Рис. 9. Результат применения предложенного метода к изображениям базы CCPD

Fig. 9. The result of applying of the proposed method to the images of the CCPD database



Рис. 10. Результаты применения метода к внутренней базе изображений

Fig 10. The results of applying the proposed method to the internal image database

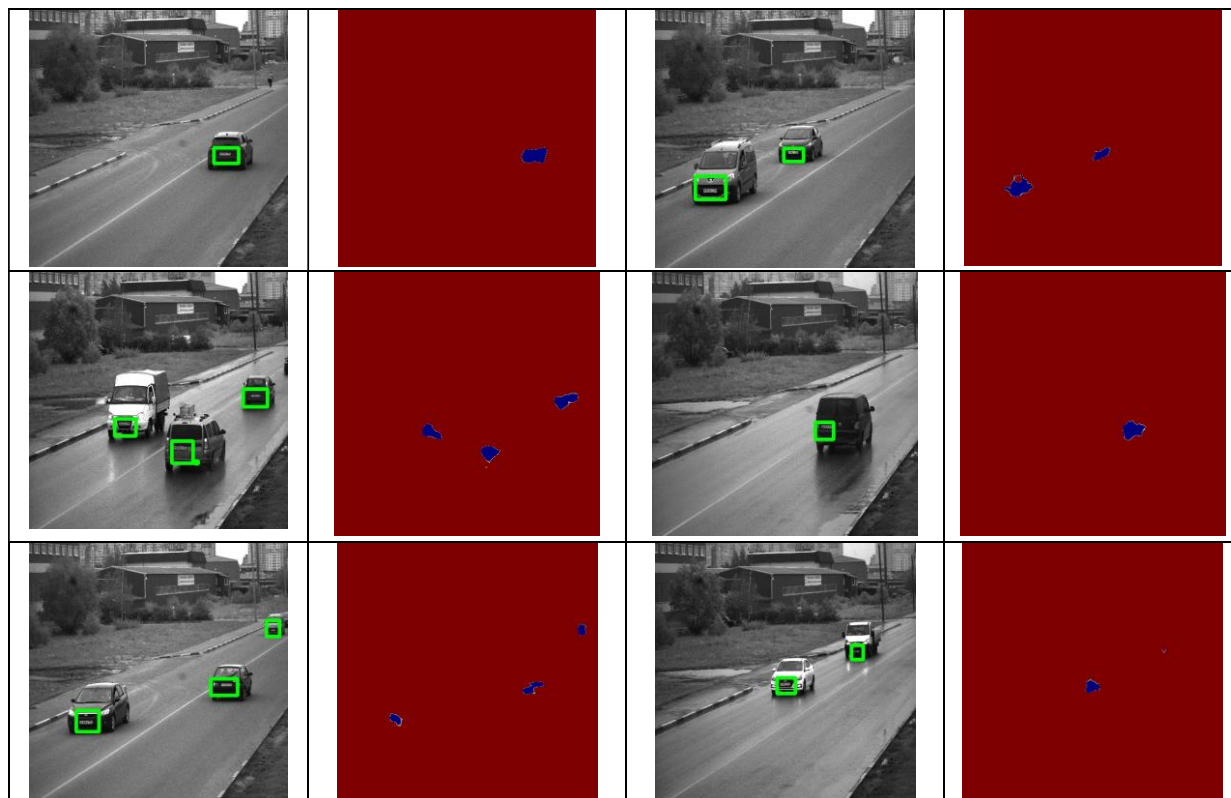


Рис. 11. Результат применения предложенного метода к изображениям, содержащим несколько автомобилей

Fig 11. The result of applying of the proposed method to images containing several vehicles

Вывод. В статье представлен новый метод автоматической локализации ключевых точек объекта интереса на изображении. Разработанный метод не требует больших наборов аннотированных данных и обучения нейросетевой модели, позволяет повысить информативность методов анализа изображений на основе сверточ-

ных нейронных сетей. Работоспособность и конкурентоспособность метода по отношению к известным алгоритмам выделения номерного знака WPOD-NET, Haar Cascad, Mask-RCNN проверены тестированием на открытой базе изображений CCPD, а также на внутренней базе изображений.

Список литературы

1. Zeiler M. D., Fergus R. Visualizing and understanding convolutional networks // Proc. of the 13th Europ. Conf. on Computer Vision, Zurich, Switzerland, 6–12 Sept. 2014. Berlin: Springer, 2014. P. 818–833. doi: 10.1007/978-3-319-10590-1_53
2. Simonyan K., Vedaldi A., Zisserman A. Deep inside convolutional networks: Visualising image classification models and saliency maps // Proc. of the ICLR Intern. Conf. on Learning Representations, Banff, Canada, Apr. 2014. URL: <https://arxiv.org/abs/1312.6034> (дата обращения 15.11.2020)
3. Simon M., Rodner E., Denzler J. Part Detector Discovery in Deep Convolutional Neural Networks // Proc. of the ACCV Asian Conf. on Computer Vision, Singapore, 1–5 Nov. 2014. Berlin: Springer, 2014. Pt. 2. P. 162–177. doi: 10.1007/978-3-319-16808-1_12
4. Object Detectors Emerge in Deep Scene CNNs / B. Zhou, A. Khosla, A. Lapedriza, A. Oliva, A. Torralba // Intern. Conf. on Learning Representations, San Diego, USA, May 2015. URL: <http://hdl.handle.net/1721.1/96942> (дата обращения 15.11.2020)
5. MMDetection: open MMLab Detection Toolbox and Benchmark / K. Chen, J. Wang, J. Pang, Yu. Cao, Yu Xiong, X. Li, Sh. Sun, W. Feng, Z. Liu, J. Xu, Zh. Zhang, D. Cheng, Ch. Zhu, T. Cheng, Q. Zhao, B. Li, X. Lu, R. Zhu, Y. Wu, J. Dai, J. Wang, J. Shi, W. Ouyang, Ch. Change Loy, D. Lin. 13 p. URL: <https://arxiv.org/pdf/1906.07155.pdf> (дата обращения 02.06.2020)
6. Deep Residual Learning for Image Recognition / K. He, X. Zhang, S. Ren, J. Sun // Proc. of the IEEE Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition, Las Vegas, USA, 27–30 June 2016. Piscataway: IEEE, 2016. Art. 16541111. doi: 10.1109/CVPR.2016.90

7. Simonyan K., Zisserman A. Very Deep Convolutional Networks for large-Scale Image Recognition. Apr 2015. 14 p. URL: <https://arxiv.org/abs/1409.1556> (дата обращения 02.06.2020)
8. MobileNets: Efficient Convolutional Neural Networks for Mobile Vision Applications / A. G. Howard, M. Zhu, B. Chen, D. Kalenichenko, W. Wang, T. Weyand, M. Andreetto, H. Adam. URL: <https://arxiv.org/abs/1704.04861> (дата обращения 02.06.2020)
9. SqueezeNet: AlexNet-Level Accuracy with 50x Fewer Parameters and <0.5MB Model Size / F. N. Iandola, S. Han, M. W. Moskewicz, K. Ashraf, W. J. Dally, K. Keutzer. URL: <https://arxiv.org/abs/1602.07360> (дата обращения 02.06.2020)
10. Redmon J., Farhadi A. YOLOv3: An Incremental Improvement. URL: <https://arxiv.org/abs/1804.02767> (дата обращения 02.06.2020)
11. Carvana Image Masking Challenge. URL: <https://www.kaggle.com/c/carvana-image-masking-challenge> (дата обращения 02.06.2020)
12. Viola P., Jones M. Rapid object detection using a boosted cascade of simple features / Proc. of the IEEE Computer Society Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition, Kauai, USA, 8–14 Dec. 2001. Piscataway: IEEE. Art. 7176899. doi: 10.1109/CVPR.2001.990517
13. Silva S. M., Jung C. R. License Plate Detection and Recognition in unconstrained Scenarios // Computer Vision – ECCV 2018. 15th Europ. Conf., Munich, Germany, 8–14 Sept. 2018. Berlin: Springer, 2018. P. 261–277. doi: 10.1007/978-3-030-01261-8_16
14. Mask R-Cnn / K. He, G. Gkioxari, P. Dollar, R. Girshick // IEEE Intern. Conf. on Computer Vision (ICCV), Venice, Italy, 22–29 Oct. 2017. Piscataway: IEEE, 2017. Art. 17467816. doi: 10.1109/ICCV.2017.322
15. Haar Cascad license plate detection. Weights for the model. URL: https://github.com/opencv/opencv/blob/master/data/haarcascades/haarcascade_licence_plate_rus_16stages.xml (дата обращения 15.11.2020)
16. Silva S. M., Jung C. R. License Plate Detection and Recognition in Unconstrained Scenarios. URL: <http://sergiomsilva.com/pubs/alpr-unconstrained/> (дата обращения 31.05.2020)
17. Nomeroff Net. A Open Source Python License Plate Recognition Framework. URL: <https://nomeroff.net.ua/> (дата обращения 31.05.2020)
18. PyTorch implementation of YOLOv3. URL: http://docs.openvinotoolkit.org/2019_R2/_intel_models_person_vehicle_bike_detection_crossroad_1016_description_person_vehicle_bike_detection_crossroad_1016.html (дата обращения 31.05.2020).
19. Towards End-to-End License Plate Detection and Recognition: A Large Dataset and Baseline / Z. Xu, W. Yang, A. Meng, N. Lu, H. Huang, C. Ying, L. Huang // Computer Vision. ECCV 2018. 15th Europ. Conf., Munich, Germany, 8–14 Sep. 2018. Berlin: Springer, 2018. P. 261–277. doi: 10.1007/978-3-030-01261-8_16

Информация об авторе

Зубов Илья Геннадьевич – магистр техники и технологий (2016), программист-алгоритмист компании ООО "НЕКСТ". Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений; прикладные телевизионные системы.
Адрес: ООО "НЕКСТ", ул. Рочдельская, д. 15, стр. 13, Москва, 123022, Россия
E-mail: ZubovIG@gmail.com

References

1. Zeiler M. D., Fergus R. Visualizing and understanding convolutional networks. Proc. of the 13th Europ. Conf. on Computer Vision, Zurich, Switzerland, 6–12 Sept. 2014. Berlin: Springer, 2014, pp. 818–833. doi: 10.1007/978-3-319-10590-1_53
2. Simonyan K., Vedaldi A., Zisserman A. Deep inside convolutional networks: Visualising image classification models and saliency maps. Proc. of the ICLR Intern. Conf. on Learning Representations, Banff, Canada, apr. 2014. Available at: <https://arxiv.org/abs/1312.6034> (accessed 15.11.2020)
3. Simon M., Rodner E., Denzler J. Part Detector Discovery in Deep Convolutional Neural Networks. Proc. of the ACCV Asian Conf. on Computer Vision, Singapore, 1–5 Nov. 2014. Berlin: Springer, 2014. Pt. 2, pp. 162–177. doi: 10.1007/978-3-319-16808-1_12
4. Zhou B., Khosla A., Lapedriza A., Oliva A., Torralba A. Object Detectors Emerge in Deep Scene CNNs. Intern. Conf. on Learning Representations, San Diego, USA, May 2015. Available at: <http://hdl.handle.net/1721.1/96942> (accessed 15.11.2020)
5. Chen K., Wang J., Pang J., Cao Yu., Xiong Yu, Li X., Sun Sh., Feng W., Liu Z., Xu J., Zhang Zh., Cheng D., Zhu Ch., Cheng T., Zhao Q., Li B., Lu X., Zhu R., Wu Y., Dai J., Wang J., Shi J., Ouyang W., Change Loy Ch., Lin D. MMDetection: open MMLab Detection Toolbox and Benchmark, 13 p. Available at: <https://arxiv.org/pdf/1906.07155.pdf> (accessed 02.06.2020)
6. He K., Zhang X., Ren S., Sun J. Deep Residual Learning for Image Recognition. Proc. of the IEEE Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition, Las Vegas, USA, 27–30 June 2016. Piscataway: IEEE, 2016, art. 16541111. doi: 10.1109/CVPR.2016.90
7. Simonyan K., Zisserman A. Very Deep Convolutional Networks for large-Scale Image Recognition. Apr. 2015, 14 p. Available at: <https://arxiv.org/abs/1409.1556> (accessed 02.06.2020)
8. Howard A. G., Zhu M., Chen B., Kalenichenko D., Wang W., Weyand T., Andreetto M., Adam H. MobileNets: Efficient Convolutional Neural Networks for

Mobile Vision Applications. Available at: <https://arxiv.org/abs/1704.04861> (accessed 02.06.2020)

9. Iandola F. N., Han S., Moskewicz M. W., Ashraf K., Dally W. J., Keutzer K. SqueezeNet: AlexNet-Level Accuracy with 50x Few-er Parameters and <0.5MB Model Size. Available at: <https://arxiv.org/abs/1602.07360> (accessed 02.06.2020)

10. Redmon J., Farhadi A. YOLOv3: An Incremental Improvement. Available at: <https://arxiv.org/abs/1804.02767> (accessed 02.06.2020)

11. Carvana Image Masking Challenge. Available at: <https://www.kaggle.com/c/carvana-image-masking-challenge> (accessed 02.06.2020)

12. Viola P., Jones M. Rapid object detection using a boosted cascade of simple features. Proc. of the IEEE Computer Society Conf. on Computer Vision and Pattern Recognition, Kauai, USA, 8–14 Dec. 2001. Piscataway: IEEE, 2001, art. 7176899. doi: 10.1109/CVPR.2001.990517

13. Silva S. M., Jung C. R. License Plate Detection and Recognition in unconstrained Scenarios // Computer Vision, ECCV 2018, 15th Europ. Conf., Munich, Germany, 8–14 Sept. 2018. Berlin: Springer, 2018, pp. 593–609. doi: 10.1007/978-3-030-01258-8_36

14. He K., Gkioxari G., Dollar P., Girshick R. Mask R-Cnn. IEEE Int. Conf. on Computer Vision (ICCV). Venice, Italy, 22–29 Oct. 2017. Piscataway: IEEE, 2017, art. 17467816. doi: 10.1109/ICCV.2017.322

15. Haar Cascad license plate detection. Weights for the model. Available at: https://github.com/opencv/opencv/blob/master/data/haarcascades/haarcascade_licence_plate_rus_16stages.xml (accessed 15.11.2020)

16. Silva S. M., Jung C. R. License Plate Detection and Recognition in Unconstrained Scenarios. Available at: <http://sergiomsilva.com/pubs/alpr-unconstrained/> (accessed 31.05.2020)

17. Nomeroff Net. A Open Source Python License Plate Recognition Framework. Available at: <https://nomeroff.net.ua/> (accessed 31.05.2020)

18. PyTorch implementation of YOLOv3. Available at: https://docs.openvinotoolkit.org/latest/omz_models_intel_person_vehicle_bike_detection_crossroad_1016_description_person_vehicle_bike_detection_crossroad_1016.html (accessed 31.05.2020)

19. Xu Z., Yang W., Meng A., Lu N., Huang H., Ying C., Huang L. Towards End-to-End License Plate Detection and Recognition: A Large Dataset and Baseline. Computer Vision, ECCV 2018, 15th Europ. Conf. Munich, Germany, 8–14 Sept. 2018. Berlin: Springer, pp. 261–277. doi: 10.1007/978-3-030-01261-8_16

Information about the author

Ilya G. Zubov, Master of Engineering and Technology (2016), Ltd "Next" algorithm programmer. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: digital image processing; applied television systems.
Address: Ltd "Next", 15 Rochdelskaya St., bld. 13, Moscow 123022, Russia
E-mail: ZubovIG@gmail.com

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.9

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-6-17-27>

Точность местоопределения наземных источников, использующих геостационарные ретрансляторы

Р. Д. Галл✉

ООО Научно-производственное предприятие "Новые технологии телекоммуникаций",

Санкт-Петербург, Россия

✉ roman942010@mail.ru

Аннотация

Введение. В настоящее время наблюдается значительное увеличение количества спутников-ретрансляторов на геостационарной орбите, при этом часто фиксируются случаи незаконного использования частотного ресурса таких спутников, а также непреднамеренного и преднамеренного создания помех другим пользователям. В связи с этим возникает необходимость оценки точности и применимости различных методов определения местоположения источников нелегального и помехового радиоизлучения при различных параметрах сигналов и различной степени неопределенности относительно координат и векторов скорости спутников-ретрансляторов.

Цель работы. Исследование и оценка точности методов геолокации источников радиоизлучения (ИРИ), работающих через геостационарные спутники-ретрансляторы, при различных параметрах сигналов геолоцируемых ИРИ и различной степени априорной неопределенности относительно координат и векторов скорости спутников-ретрансляторов.

Материалы и методы. Используются метод имитационного моделирования и теория цифровой обработки сигналов.

Результаты. Рассмотрены факторы, влияющие на точность оценки параметров TDOA (Time Difference of Arrival) и FDOA (Frequency Difference of Arrival) при определении местоположения (ОМП) ИРИ, работающих через спутники-ретрансляторы, расположенные на геостационарной орбите. В результате имитационного моделирования получена оценка точности рассмотренных методов геолокации в зависимости от ширины полосы сигнала ИРИ, длительности записи и степени априорной неопределенности относительно координат и векторов скорости спутников-ретрансляторов. Сформулированы рекомендации по применению рассмотренных методов в различных условиях.

Заключение. Выводы и рекомендации, сформулированные в результате исследования, позволят в зависимости от конкретных условий и параметров сигналов выбирать наиболее подходящий метод геолокации для повышения точности ОМП ИРИ.

Ключевые слова: геолокация, определение местоположения, координатометрия, геостационарный спутник, метод TDOA-TDOA, метод TDOA-FDOA, метод FDOA-FDOA

Для цитирования: Галл Р. Д. Точность местоопределения наземных источников, использующих геостационарные ретрансляторы // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 6. С. 17–27. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-17-27

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 15.10.2020; принята к публикации после рецензирования 16.11.2020; опубликована онлайн 29.12.2020



Accuracy of Positioning of Ground Sources Using Geostationary Repeaters

Roman D. Gall ✉

"New Telecommunication Technologies" RPE Co. Ltd., St Peterburg, Russia

✉ roman942010@mail.ru

Abstract

Introduction. Currently, there is a significant increase in the number of relay satellites in geostationary orbit. However, frequent incidents of illegal use of the satellites frequency resource, as well as unintentional and deliberate interference with other users are fixed. In this regard, it becomes necessary to evaluate accuracy and applicability of various methods for determining the location of sources of illegal and interfering radio emission with different signal parameters and with different levels of uncertainty for relay satellite coordinates and velocities.

Aim. To study and to evaluate the accuracy of methods of geolocation of radio emission sources operating through geostationary relay satellites, with different signal parameters and with different levels of uncertainty for relay satellite coordinates and velocities.

Materials and methods. Imitation modeling and the theory of digital signal processing were used.

Results. Factors influencing the accuracy of the estimation of TDOA and FDOA parameters when determining the position of radio emission sources, which operate via relay satellites located in geostationary orbit, were considered. As a result of simulation, the estimate of the accuracy of the considered geolocation methods was obtained. It depends on the bandwidth of radio emission source signal, on the recording duration and on the level of a priori uncertainty relatively the relay satellites coordinates and velocities. Recommendations for the application of the considered methods in various conditions were formulated.

Conclusions. Conclusions and recommendations formulated as a result of the study, will allow one to choose the most appropriate geolocation method to improve the accuracy of radio emission sources locating depending on conditions and signal parameters.

Keywords: geolocation, positioning, coordinate measurement, geostationary satellite, TDOA-TDOA method, TDOA-FDOA method, FDOA-FDOA method

For citation: Gall R. D. Accuracy of Positioning of Ground Sources Using Geostationary Repeaters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 6, pp. 17–27. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-17-27

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

Submitted 15.10.2020; accepted 16.11.2020; published online 29.12.2020

Введение. Сегодня на геостационарной орбите (ГСО) находится значительное количество искусственных спутников Земли, осуществляющих ретрансляцию сигналов наземных источников радиоизлучения (ИРИ). Для выявления фактов и источников непреднамеренного и преднамеренного создания помех легальным спутниковым системам связи и незаконного использования спутникового ресурса актуальной представляется задача определения местоположения (ОМП) ИРИ, сигналы которых ретранслируются геостационарными спутниками-ретрансляторами (СР). В настоящее время разработан ряд методов ОМП ИРИ, каждый из которых имеет свои характеристики и особенности применения. В связи с этим

возникает необходимость оценки точности и применимости существующих методов ОМП ИРИ при различных параметрах сигналов и разной степени неопределенности относительно координат и векторов скорости СР.

Целью работы, описываемой в данной статье, является исследование и оценка точности методов геолокации ИРИ, работающих через геостационарные спутники-ретрансляторы, при различных параметрах сигналов геолоцируемых ИРИ и разной степени априорной неопределенности относительно координат и векторов скорости СР.

Существует ряд методов, позволяющих определить местоположение ИРИ, работающих через СР, расположенные на геостационарной орбите.

Это методы временной разности прибытия Time Difference of Arrival (TDOA-TDOA), частотной разности прибытия Frequency Difference of Arrival (TDOA-FDOA, FDOA-FDOA), а также методы, основанные на перехвате определенной информации, передаваемой в интересующей системе связи [1–10]. Первые 3 метода не требуют демодуляции/декодирования сигнала и разбора его семантики. Методы TDOA-TDOA, TDOA-FDOA и FDOA-FDOA подразумевают определение местоположения геолоцируемого ИРИ в точке пересечения как минимум двух линий положения, которые, в соответствии с названием метода, строятся по методу TDOA либо FDOA. Рассмотрим метод TDOA построения линии положения.

Метод TDOA иначе называется разностно-дальномерным, так как основан на построении линии положения, соответствующей разности времен распространения сигнала, принятого с двух геостационарных спутников-ретрансляторов (рис. 1).

На рис. 1 изображен геолоцируемый ИРИ (например, центральная земная станция спутниковой системы связи – хаб), который главным лепестком диаграммы направленности (ДН) излучает сигнал в сторону CP_2 . При этом боковым лепестком диаграммы направленности ИРИ излучает сигнал в сторону CP_1 . Обозначим $d_{ИРИ-CP_1}$

– расстояние от ИРИ до CP_1 , расположенного на геостационарной орбите, $d_{ИРИ-CP_2}$ – расстояние от ИРИ до CP_2 , расположенного на геостационарной орбите; $d_{CP_1-КГ}$ – расстояние от CP_1 до комплекса геолокации (КГ), где осуществляется прием ретранслированных сигналов, $d_{CP_2-КГ}$ – расстояние от CP_2 до комплекса геолокации. Тогда разность времен прихода $\Delta\tau_{2-1}$ сигналов ИРИ в комплекс геолокации равна:

$$\Delta\tau_{2-1} = \frac{\left[\left(d_{ИРИ-CP_2} + d_{CP_2-КГ} \right) - \left(d_{ИРИ-CP_1} + d_{CP_1-КГ} \right) \right]}{c},$$

где c – скорость света. На поверхности Земли можно построить изолинию постоянной разности $\Delta\tau$. Эта изолиния является гиперболой на поверхности Земли.

Линия положения TDOA находится в результате решения последовательности оптимизационных задач, заключающихся в поиске минимума целевой функции невязки от двух аргументов (x, y) при фиксированном значении параметра z из заданного диапазона $z \in [z_{\min}, z_{\max}]$, где (x, y, z) – координаты ИРИ в декартовой системе:

$$f_{TDOA}(x, y) = \left\{ \begin{aligned} &\left[\left(d_{ИРИ-CP_2}(x, y, z) + d_{CP_2-КГ} \right) - \right. \\ &\left. - \left(d_{ИРИ-CP_1}(x, y, z) + d_{CP_1-КГ} \right) - \right. \\ &\left. - c \cdot \Delta\tau_{2-1} \right]^2 \end{aligned} \right\},$$

$$f_{TDOA}(x, y) \rightarrow \min_{x, y \in \mathbb{R}}.$$

Условие нахождения ИРИ на поверхности Земли, аппроксимируемой референц-эллипсоидом, приводит к нелинейному ограничению в виде равенства

$$\left(\frac{x}{R_e} \right)^2 + \left(\frac{y}{R_e} \right)^2 + \left(\frac{z\sqrt{1-e_z^2}}{R_e} \right)^2 - 1 = 0, \quad (1)$$

где R_e – экваториальный радиус Земли; e_z – эксцентриситет земного эллипсоида. Расстояния $d_{ИРИ-CP_2}(x, y, z)$ и $d_{ИРИ-CP_1}(x, y, z)$ рассчитываются по формулам:

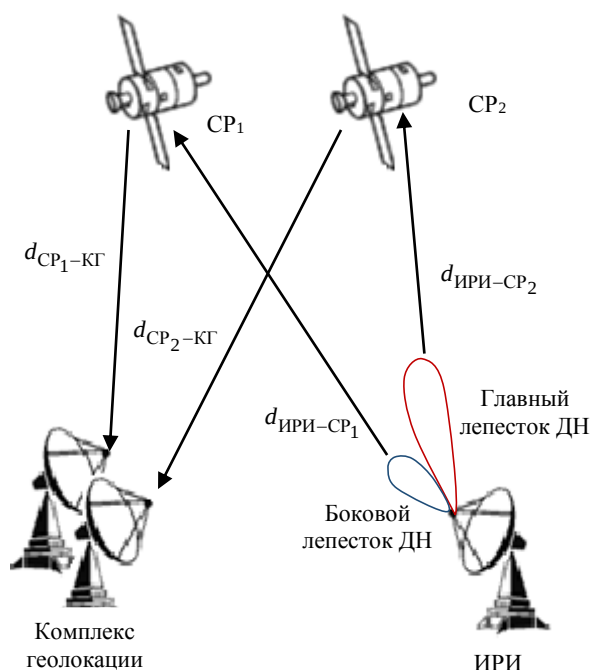


Рис. 1. Схема построения линии положения по методу TDOA

Fig. 1. TDOA method for calculating the position line

$$d_{\text{ИРИ-СР}_1}(x, y, z) = \sqrt{(x - x_{\text{СР}_1})^2 + (y - y_{\text{СР}_1})^2 + (z - z_{\text{СР}_1})^2};$$

$$d_{\text{ИРИ-СР}_2}(x, y, z) = \sqrt{(x - x_{\text{СР}_2})^2 + (y - y_{\text{СР}_2})^2 + (z - z_{\text{СР}_2})^2}.$$

Метод FDOA иначе называется частотно-разностным, или разностно-доплеровским, так как основан на построении линии положения, соответствующей разности доплеровских частот сигнала, принятого с двух геостационарных СР [11–14]. Спутник, находящийся на геостационарной орбите, осуществляет непреднамеренное движение относительно своей номинальной позиции под воздействием сил, вызванных отличием формы Земли от сферы, влиянием Солнца, Луны и другими факторами. Таким образом, присутствуют радиальные составляющие векторов скорости обоих спутников относительно ИРИ и относительно КГ, что приводит к появлению доплеровского сдвига частоты сигналов ИРИ, передаваемых по главному и боковому лепесткам диаграммы направленности ИРИ и, соответственно, принятых с двух спутников-ретрансляторов комплексом геолокации. На рис. 2 изображена схема построения линии положения по методу FDOA.

На рис. 2 $\vec{v}_{\text{СР}_1}$ и $\vec{v}_{\text{СР}_2}$ – векторы скорости СР₁ и СР₂ соответственно; $\vec{d}_{\text{ИРИ-СР}_1}$, $\vec{d}_{\text{ИРИ-СР}_2}$, $\vec{d}_{\text{СР}_1-\text{КГ}}$, $\vec{d}_{\text{СР}_2-\text{КГ}}$ – векторы, соединяющие ИРИ и СР₁, ИРИ и СР₂, СР₁ и КГ, СР₂ и КГ соответственно.

Введем обозначения: $\vec{d}_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}} = -\vec{d}_{\text{ИРИ-СР}_1}$; $\vec{d}_{\text{СР}_2-\text{ИРИ}} = -\vec{d}_{\text{ИРИ-СР}_2}$; f_0 – частота сигнала ИРИ; $\Delta f_{\text{СР}_1}$, $\Delta f_{\text{СР}_2}$ – значение переноса частоты в транспондере соответствующего СР с линии "вверх" (Uplink) на линию "вниз" (Downlink); $f_{\text{д}}^{\text{ИРИ-СР}_1}$, $f_{\text{д}}^{\text{ИРИ-СР}_2}$, $f_{\text{д}}^{\text{СР}_1-\text{КГ}}$, $f_{\text{д}}^{\text{СР}_2-\text{КГ}}$ – доплеровские сдвиги частоты сигнала ИРИ на линиях ИРИ–СР₁, ИРИ–СР₂, СР₁–КГ, СР₂–КГ соответственно; оператор $\langle \vec{a}, \vec{b} \rangle$ – скалярное произведение векторов. Тогда частота сигнала ИРИ, принимаемая комплексом геолокации со СР₁:

$$\begin{aligned} f_1 &= f_0 + \Delta f_{\text{СР}_1} + f_{\text{д}}^{\text{ИРИ-СР}_1} + f_{\text{д}}^{\text{СР}_1-\text{КГ}} = \\ &= f_0 + \Delta f_{\text{СР}_1} + \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}} \rangle}{d_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}}} \frac{f_0}{c} + \\ &+ \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{КГ}} \rangle}{cd_{\text{СР}_1-\text{КГ}}} \left(f_0 + \Delta f_{\text{СР}_1} + \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}} \rangle}{d_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}}} \frac{f_0}{c} \right). \end{aligned}$$

$$\text{Выражения } \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{КГ}} \rangle}{cd_{\text{СР}_1-\text{КГ}}} \quad \text{и}$$

$$\frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}} \rangle}{cd_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}}} \quad \text{имеют порядок } 10^{-8}, \text{ следовательно,}$$

$$\frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{КГ}} \rangle}{cd_{\text{СР}_1-\text{КГ}}} \cdot \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}} \rangle}{cd_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}}} \quad \text{произведение}$$

$$\frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{КГ}} \rangle}{cd_{\text{СР}_1-\text{КГ}}} \cdot \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}} \rangle}{cd_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}}} \quad \text{имеет поряд-}$$

док 10^{-16} , поэтому слагаемым

$$\begin{aligned} f_1 &= f_0 + \Delta f_{\text{СР}_1} + \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}} \rangle}{d_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}}} \frac{f_0}{c} + \\ &+ \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{КГ}} \rangle}{d_{\text{СР}_1-\text{КГ}}} \frac{f_0}{c} + \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{КГ}} \rangle}{d_{\text{СР}_1-\text{КГ}}} \frac{\Delta f_{\text{СР}_1}}{c}. \end{aligned}$$

пренебречь. Тогда получим

$$\begin{aligned} f_1 &= f_0 + \Delta f_{\text{СР}_1} + \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}} \rangle}{d_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}}} \frac{f_0}{c} + \\ &+ \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{КГ}} \rangle}{d_{\text{СР}_1-\text{КГ}}} \frac{f_0}{c} + \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{КГ}} \rangle}{d_{\text{СР}_1-\text{КГ}}} \frac{\Delta f_{\text{СР}_1}}{c}. \end{aligned}$$

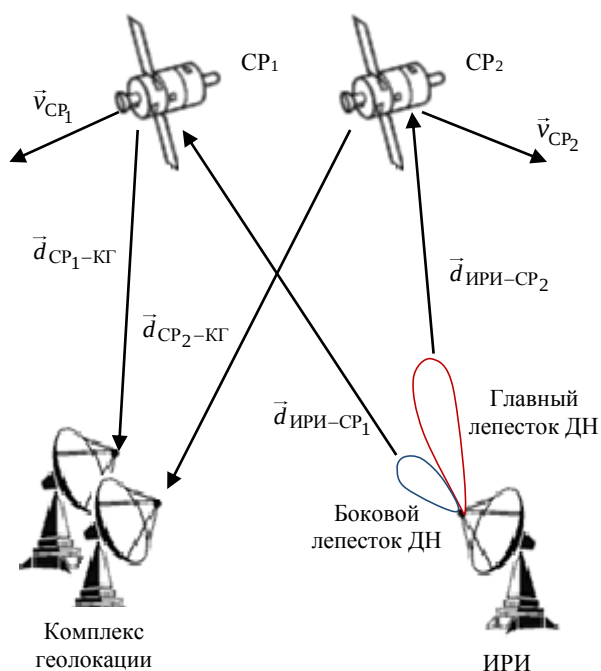


Рис. 2. Схема построения линии положения по методу FDOA

Fig. 2. FDOA method for calculating the position line

Аналогично частота сигнала ИРИ, принимаемая комплексом геолокации со СР₂:

$$f_2 = f_0 + \Delta f_{\text{СР}_2} + \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_2}, \vec{d}_{\text{СР}_2-\text{ИРИ}} \rangle}{d_{\text{СР}_2-\text{ИРИ}}} \frac{f_0}{c} + \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_2}, \vec{d}_{\text{СР}_2-\text{КГ}} \rangle}{d_{\text{СР}_2-\text{КГ}}} \frac{f_0}{c} + \frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_2}, \vec{d}_{\text{СР}_2-\text{КГ}} \rangle}{d_{\text{СР}_2-\text{КГ}}} \frac{\Delta f_{\text{СР}_2}}{c}.$$

Не умаляя общности, будем считать далее, что переносы частоты транспондеров СР₁ и СР₂ одинаковые ($\Delta f_{\text{СР}_1} = \Delta f_{\text{СР}_2} = \Delta f_{\text{СР}}$). Также введем обозначения:

$$\frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}} \rangle}{d_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}}} = v_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}}^R,$$

$$\frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_1}, \vec{d}_{\text{СР}_1-\text{КГ}} \rangle}{d_{\text{СР}_1-\text{КГ}}} = v_{\text{СР}_1-\text{КГ}}^R,$$

$$\frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_2}, \vec{d}_{\text{СР}_2-\text{ИРИ}} \rangle}{d_{\text{СР}_2-\text{ИРИ}}} = v_{\text{СР}_2-\text{ИРИ}}^R,$$

$$\frac{\langle \vec{v}_{\text{СР}_2}, \vec{d}_{\text{СР}_2-\text{КГ}} \rangle}{d_{\text{СР}_2-\text{КГ}}} = v_{\text{СР}_2-\text{КГ}}^R - \text{радиальные составляющие скоростей СР. Тогда разность частот сигналов, принимаемых со СР}_1 \text{ и СР}_2:$$

$$\Delta f_{2-1} = \left(v_{\text{СР}_2-\text{ИРИ}}^R + v_{\text{СР}_2-\text{КГ}}^R - v_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}}^R - v_{\text{СР}_1-\text{КГ}}^R \right) \frac{f_0}{c} + \left(v_{\text{СР}_2-\text{КГ}}^R - v_{\text{СР}_1-\text{КГ}}^R \right) \frac{\Delta f_{\text{СР}}}{c}.$$

Разность частот Δf_{2-1} по сути является разностью значений изменений частоты, вызванных эффектом Доплера, поэтому далее будем называть Δf_{2-1} разностью доплеровских частот сигнала ИРИ, ретранслированного СР₂ и СР₁.

Для построения линии положения методом FDOA помимо координат СР и КГ должны быть известны векторы скорости СР, несущая частота ИРИ f_0 и значение переноса частоты $\Delta f_{\text{СР}}$. Таким образом, линия положения FDOA находится в результате решения последовательности оптимизационных задач, заключающихся в поиске минимума целевой функции невязки от двух аргументов (x, y) при фиксированном значении параметра z из заданного диапазона $z \in [z_{\min}, z_{\max}]$, где (x, y, z) – координаты ИРИ в декартовой системе:

$$f_{\text{FDOA}}(x, y) =$$

$$= \left\{ \left[\left(v_{\text{СР}_2-\text{ИРИ}}^R(x, y, z) + v_{\text{СР}_2-\text{КГ}}^R - v_{\text{СР}_1-\text{ИРИ}}^R(x, y, z) - v_{\text{СР}_1-\text{КГ}}^R \right) \frac{f_0}{c} + \left(v_{\text{СР}_2-\text{КГ}}^R - v_{\text{СР}_1-\text{КГ}}^R \right) \frac{\Delta f_{\text{СР}}}{c} - \Delta f_{2-1} \right]^2 \right\},$$

$$f_{\text{FDOA}}(x, y) \rightarrow \min_{x, y \in \mathbb{R}}.$$

При этом присутствует нелинейное ограничение (1), определяющее условие нахождения ИРИ на поверхности Земли.

Для вычисления координат ИРИ (x, y, z) используются как методы, заключающиеся в нахождении пересечения линий положения одного типа (TDOA-TDOA, FDOA-FDOA), так и методы, заключающиеся в нахождении пересечения линий положения разного типа (TDOA-FDOA). Из описанного ранее следует, что для вычисления координат ИРИ методом TDOA-TDOA либо FDOA-FDOA требуется наличие трех СР: двух вспомогательных (СР₁ и СР₃) и основного (СР₂); для вычисления координат ИРИ методом TDOA-FDOA достаточно двух СР: одного вспомогательного (СР₁) и основного (СР₂).

При использовании метода TDOA-TDOA вычисление координат ИРИ сводится к поиску минимума функции невязки:

$$f_{\text{TDOA-TDOA}}(x, y, z) =$$

$$= \left\{ \left[\left(d_{\text{ИРИ}-\text{СР}_2}(x, y, z) + d_{\text{СР}_2-\text{КГ}} \right) - \left(d_{\text{ИРИ}-\text{СР}_1}(x, y, z) + d_{\text{СР}_1-\text{КГ}} \right) - c \cdot \Delta \tau_{2-1} \right]^2 + \left[\left(d_{\text{ИРИ}-\text{СР}_2}(x, y, z) + d_{\text{СР}_2-\text{КГ}} \right) - \left(d_{\text{ИРИ}-\text{СР}_3}(x, y, z) + d_{\text{СР}_3-\text{КГ}} \right) - c \cdot \Delta \tau_{2-3} \right]^2 \right\},$$

$$f_{\text{TDOA-TDOA}}(x, y, z) \rightarrow \min_{x, y, z \in \mathbb{R}}, \text{ где } \Delta \tau_{2-3} - \text{разность времен прихода сигналов ИРИ в комплекс геолокации от СР}_2 \text{ и СР}_3.$$

При этом присутствует нелинейное ограничение (1), определяющее условие нахождения ИРИ на поверхности Земли.

При использовании метода FDOA-FDOA вычисление координат ИРИ сводится к поиску минимума функции невязки

$$f_{\text{FDOA-FDOA}}(x, y, z) = \left\{ \left[\left(v_{\text{CP}_2\text{-ИРИ}}^R(x, y, z) + v_{\text{CP}_2\text{-КГ}}^R - \right) \frac{f_0}{c} + \right. \right. \\ \left. \left. - v_{\text{CP}_1\text{-ИРИ}}^R(x, y, z) - v_{\text{CP}_1\text{-КГ}}^R \right) \frac{\Delta f_{\text{CP}}}{c} - \Delta f_{2-1} \right]^2 + \left[\left(v_{\text{CP}_2\text{-ИРИ}}^R(x, y, z) + v_{\text{CP}_2\text{-КГ}}^R - \right) \frac{f_0}{c} + \right. \right. \\ \left. \left. - v_{\text{CP}_3\text{-ИРИ}}^R(x, y, z) - v_{\text{CP}_3\text{-КГ}}^R \right) \frac{\Delta f_{\text{CP}}}{c} - \Delta f_{2-3} \right]^2 \right\},$$

$f_{\text{FDOA-FDOA}}(x, y, z) \rightarrow \min_{x, y, z \in \mathbb{R}}$, где Δf_{2-3} – раз-

ность доплеровских частот сигнала ИРИ, ретранслированного CP_2 и CP_3 . При этом присутствует нелинейное ограничение (1), определяющее условие нахождения ИРИ на поверхности Земли.

При использовании метода TDOA-FDOA вычисление координат ИРИ сводится к поиску минимума функции невязки:

$$f_{\text{TDOA-FDOA}}(x, y, z) = \left\{ \left[\left(d_{\text{ИРИ-CP}_2}(x, y, z) + d_{\text{CP}_2\text{-КГ}} \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \left(d_{\text{ИРИ-CP}_1}(x, y, z) + d_{\text{CP}_1\text{-КГ}} \right) - c \cdot \Delta \tau_{2-1} \right]^2 + \left[\left(v_{\text{CP}_2\text{-ИРИ}}^R(x, y, z) + v_{\text{CP}_2\text{-КГ}}^R - \right) \frac{f_0}{c} + \right. \right. \\ \left. \left. - v_{\text{CP}_1\text{-ИРИ}}^R(x, y, z) - v_{\text{CP}_1\text{-КГ}}^R \right) \frac{\Delta f_{\text{CP}}}{c} - \Delta f_{2-1} \right]^2 \right\},$$

$f_{\text{TDOA-FDOA}}(x, y, z) \rightarrow \min_{x, y, z \in \mathbb{R}}$, при этом присут-

ствует нелинейное ограничение (1), определяющее условие нахождения ИРИ на поверхности Земли.

В [15] показано, что для модели сигнала, представляющей собой сумму детерминированного, но неизвестного сигнала и АБГШ, оценкой максимального правдоподобия параметров TDOA и FDOA являются значения аргументов $\Delta \tau$ и Δf , максимизирующие модуль взаимной функции неопределенности (ВФН) принятых сигналов:

$$\Delta \hat{\tau}, \Delta \hat{f} = \arg \max_{\Delta \tau, \Delta f} |A(\Delta \tau, \Delta f)|,$$

где ВФН определяется выражением

$$A(\tau, f) = \int_0^T s_1(t) s_2^*(t + \tau) \exp(-j2\pi f t) dt.$$

Здесь $s_1(t) = u(t) \exp(j2\pi f_1 t) + n_1(t)$ и $s_2(t) = u(t - \Delta \tau) \exp[j2\pi f_2(t - \Delta \tau)] + n_2(t)$ – сигналы, принятые от основного и бокового лучей ДН ИРИ; f_1, f_2 – несущие частоты принятых сигналов; $\Delta \tau$ – параметр TDOA (задержка распространения второго сигнала относительно первого); $u(t)$ – комплексный сигнал в основной полосе частот; $n_1(t), n_2(t)$ – аддитивные шумовые составляющие; T – время наблюдения. Поиск максимального значения $|A(\Delta \tau, \Delta f)|$ можно осуществлять перебором всех возможных значений аргументов $\Delta \tau$ и Δf .

При воздействии на сигналы АБГШ отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе коррелятора (отношение пиковой мощности сигнала на выходе коррелятора к средней мощности шума на выходе коррелятора) $\gamma_{\text{вых}}$ для комплексных сигналов в основной полосе равно [16]:

$$\gamma_{\text{вых}} = BT\gamma_{\text{эф}},$$

где B – шумовая полоса принятых сигналов; T – длительность принятых сигналов; $\gamma_{\text{эф}}$ – эффективное значение ОСШ (ЭОСШ) сигналов на входе коррелятора, которое определяется выражением:

$$\frac{1}{\gamma_{\text{эф}}} = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\gamma_1} + \frac{1}{\gamma_2} + \frac{1}{\gamma_1 \gamma_2} \right).$$

Здесь γ_1 и γ_2 – ОСШ сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ на входе коррелятора (отношение средней мощности сигнала к средней мощности шума на входе коррелятора). Произведение BT называется энергетическим выигрышем вычисления корреляции (ЭВК) (processing gain, PG).

Для сигнала с прямоугольным спектром СКО оценок TDOA и FDOA $\Delta \hat{\tau}, \Delta \hat{f}$, соответствующие границам Крамера–Рао, определяются выражениями [16]:

$$\sigma_{\Delta \hat{\tau}} \approx \frac{0,55}{B_s} \frac{1}{\sqrt{BT\gamma_{\text{эф}}}}, \quad \sigma_{\Delta \hat{f}} \approx \frac{0,55}{T} \frac{1}{\sqrt{BT\gamma_{\text{эф}}}},$$

где B_s – ширина полосы сигнала. Так как оценки TDOA и FDOA, полученные максимизацией ВФН, являются оценками максимального правдоподобия, причем известно, что оценки макси-

мального правдоподобия асимптотически эффективны, то в дальнейшем для расчета СКО оценок TDOA и FDOA будем использовать приведенные формулы для границ Крамера–Рао.

Методы. Исследуем точность геолокации ИРИ методами TDOA-TDOA (при использовании трех СР), TDOA-FDOA (при использовании двух СР) и FDOA-FDOA (при использовании трех СР). Оценку точности получим имитационным моделированием. Для каждого из трех методов будет исследована зависимость точности ОМП от следующих параметров: от полосы сигнала B , степени неопределенности относительно координат СР и степени неопределенности относительно векторов скорости СР. Имитационное моделирование будет произведено для трех значений ширины полосы сигнала: 50 кГц, 500 кГц и 5 МГц. ОСШ сигнала, принятого с основного СР (CP_1), везде будет приниматься равным 10 дБ ($\gamma_{CP_1} = 10$ дБ). ОСШ сигналов, принятых со вспомогательных СР (CP_2 и CP_3), везде будет приниматься равным –50 дБ ($\gamma_{CP_2} = \gamma_{CP_3} = -50$ дБ).

В таком случае ЭОСШ $\gamma_{эф} \approx -50$ дБ, следовательно, для получения ОСШ на выходе коррелятора не менее 20 дБ ($\gamma_{вых} \geq 20$ дБ) требуется значение ЭВК не меньше 70 дБ, что соответствует минимум 10^7 комплексным отсчетам. Таким образом, для полосы 50 кГц длительность записи сигнала $T = 10^7 / (50 \cdot 10^3) = 200$ с; для полосы 500 кГц длительность записи сигнала $T = 120$ с, что соответствует $6 \cdot 10^7$ комплексным отсчетам; для полосы 5 МГц длительность записи сигнала $T = 20$ с, что соответствует 10^8 комплексным отсчетам. Следовательно, СКО оценок TDOA и FDOA для выбранных параметров будут следующие: для полосы 50 кГц $\sigma_{\Delta t} = 1.1537e - 06$ с, $\sigma_{\Delta f} = 2.8842e - 04$ Гц; для полосы 500 кГц $\sigma_{\Delta t} = 4.7099e - 08$ с, $\sigma_{\Delta f} = 1.9625e - 04$ Гц; для полосы 5 МГц $\sigma_{\Delta t} = 3.6483e - 09$ с, $\sigma_{\Delta f} = 9.1207e - 04$ Гц. Исходные координаты СР, принятые в модели, соответствуют номинальным координатам спутников на геостационарной орбите, долгота: 10° (основной CP_1), 7° (вспомогательный CP_2) и 13° (вспомогательный CP_3). Комплекс геолокации расположен в Санкт-Петербурге (60° с. ш., 30° в. д.). Частота излучения ИРИ 14 ГГц.

Моделируемые ИРИ располагаются в узлах сетки с шагом 10° по широте и по долготе в показанном на представленных далее рисунках диапазоне. Для каждой координат ИРИ проведено 1000 экспериментов, ошибка ОМП ИРИ в данных координатах получена усреднением по результатам 1000 экспериментов.

Результаты. На рис. 3 и 4 показана зависимость ошибки ОМП ИРИ от координат ИРИ, полученная моделированием. ОМП ИРИ производилось методом TDOA-TDOA, фактические координаты всех трех СР при этом принимались точно известными.

Результаты имитационного моделирования, полученные для трех методов (TDOA-TDOA, TDOA-FDOA и FDOA-FDOA) и всех трех рассмотренных комбинаций B и T , приведены в таблице. Моделирование для всех комбинаций осуществлялось дважды: в одном случае координаты и векторы скорости всех СР принимались точно известными, в другом случае в используемые для расчетов координаты и векторы скорости СР вносились ошибка. Для второго случая ошибка в определении координат всех СР моделировалась как случайная величина с равномерным распределением в диапазоне $[-0.03^\circ, 0.03^\circ]$ для широты и долготы и равномерным распределением в диапазоне $[-5$ км, 5 км] для высоты орбиты, что в ряде случаев соответствует отклонению значений координат геостационарных СР, имеющихся в открытом доступе в формате TLE, от истинных координат СР; ошибка в определении векторов скорости СР моделировалась как нормально распределенная случайная величина с нулевым математическим ожиданием и СКО 0.06 м/с для каждой из трех проекций вектора скорости. Ошибка ОМП ИРИ представлена в таблице в виде диапазона значений, так как она зависит также от взаимного расположения ИРИ и СР (наличие такой зависимости демонстрируют рис. 3 и 4).

Обсуждение. Результаты имитационного моделирования показали, что в случае значительной ошибки в используемых координатах геостационарных спутников-ретрансляторов (сопоставимой с ошибкой, обеспечиваемой данными TLE), а также ошибки с СКО примерно 0.06 м/с в векторах скорости спутников-ретрансляторов средняя ошибка определения местоположения ИРИ на Земле составляет тысячи километров, т. е. вклад СКО оценки параметров TDOA и FDOA для

Ошибка ОМП ИРИ при различных параметрах сигналов и различных условиях
Geolocation accuracy under different signal parameters and different conditions

Метод		Ошибка ОМП ИРИ при $B = 5 \text{ МГц}$ и $T = 20 \text{ с}$, км	Ошибка ОМП ИРИ при $B = 500 \text{ кГц}$ и $T = 120 \text{ с}$, км	Ошибка ОМП ИРИ при $B = 50 \text{ кГц}$ и $T = 200 \text{ с}$, км
TDOA-TDOA	Точно известные координаты СР	0.7...1.5	9...20	250...500
	Координаты СР известны с ошибкой (TLE)	3000...5000	3000...5000	3000...5000
TDOA-FDOA	Точно известные координаты и векторы скорости СР	1.5...15	1.5...30	20...100
	Координаты и векторы скорости СР известны с ошибкой (TLE)	2000...4500	2000...4500	2000...4500
FDOA-FDOA	Точно известные координаты и векторы скорости СР	10...150	5...150	5...150
	Координаты и векторы скорости СР известны с ошибкой (TLE)	800...2500	800...2500	800...2500

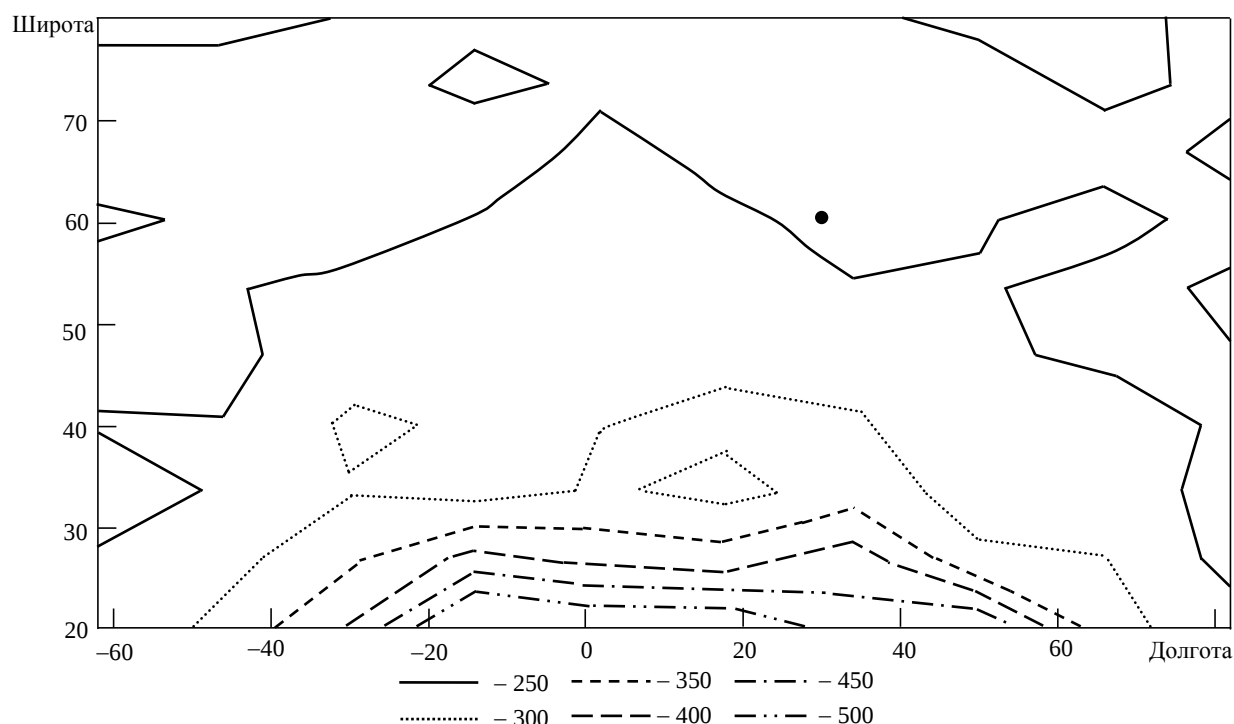


Рис. 3. Ошибка (в километрах) ОМП ИРИ методом TDOA-TDOA при полосе сигнала 50 кГц, длительности записи 200 с и точно известных координатах СР

Fig. 3. Geolocation error (in km) of TDOA-TDOA method with a signal bandwidth of 50 kHz, recording duration of 200 s and precisely known coordinates of relay satellites

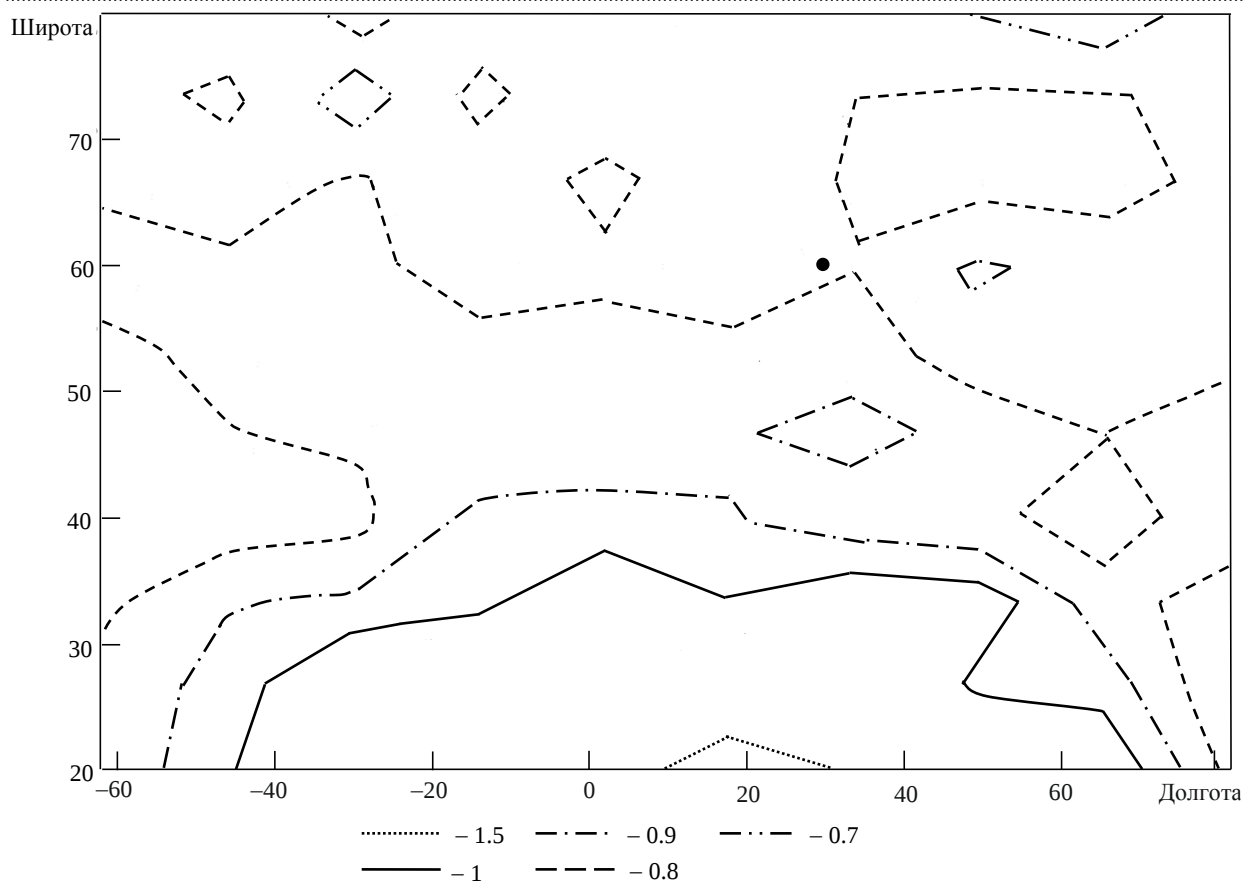


Рис. 4. Ошибка (в километрах) ОМП ИРИ методом TDOA-TDOA при полосе сигнала 5 МГц, длительности записи 20 с и точно известных координатах СР

Fig. 4. Geolocation error (in km) of TDOA-TDOA method with a signal bandwidth of 5 MHz, recording duration of 20 s and precisely known coordinates of relay satellites

всех трех методов геолокации в итоговую ошибку на Земле относительно невелик (от единиц до сотен километров по сравнению с итоговой ошибкой в тысячи километров). Таким образом, для получения удовлетворительной точности ОМП ИРИ (сотни метров – десятки километров) необходимо предварительно уточнять координаты используемых СР.

В случае безошибочного знания координат и векторов скорости СР ошибка ОМП ИРИ определяется в совокупности выбранным методом геолокации и СКО оценки параметров TDOA и FDOA. Так, для сигналов с полосой около 50 кГц и временем записи 200 с наилучшая точность достигается методом FDOA-FDOA (средняя ошибка 5...200 км в глобальной зоне), так как в этом методе отсутствует негативное влияние относительно большого значения СКО оценки параметра TDOA, обусловленного относительно узкой полосой сигнала. Метод TDOA-TDOA для сигналов с полосой примерно 50 кГц демонстрирует наихудшую точность (средняя ошибка 250...500 км в глобальной зоне), так как на

построение обеих линий положения влияет относительно большое значения СКО оценки параметра TDOA, обусловленное относительно узкой полосой сигнала. Напротив, для сигналов с полосой примерно 5 МГц метод TDOA-TDOA обеспечивает наилучшую точность, что вызвано относительно небольшим значением СКО оценки параметра TDOA для обеих линий положения из-за относительно широкой полосы сигнала.

Таким образом, можно сформулировать следующие рекомендации: при ширине полосы сигнала 10...500 кГц следует использовать метод FDOA-FDOA (при наличии двух вспомогательных СР и возможности определения векторов скорости СР) или метод TDOA-FDOA (при наличии только одного вспомогательного СР и возможности определения его вектора скорости). При ширине полосы сигнала более 500 кГц следует использовать метод TDOA-TDOA (при наличии двух вспомогательных СР) или метод TDOA-FDOA (при наличии только одного вспомогательного СР и возможности определения его вектора скорости).

Список литературы

1. Алгоритм определения координат земных станций по сигналам, спутников-ретрансляторов / Р. В. Волков, В. Н. Саяпин, В. В. Севидов, Л. М. Севидова // Теория и практика современной науки. 2016. № 10 (16). С. 69–72.
2. Оценка координат источника радиоизлучения на основе решения линеаризованной системы уравнений разностно-дальномерного метода / И. В. Гринь, Р. А. Ершов, О. А. Морозов, В. Р. Фидельман // Изв. вузов. Поволжский регион. Техн. науки. 2014. № 4 (32). С. 71–81.
3. Ho K. C., Chan Y. T. Geolocation of a known altitude object from TDOA and FDOA measurements // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1997. Vol. 33, № 3. P. 770–783. doi: 10.1109/7.599239
4. Musicki D., Koch W. Geolocation using TDOA and FDOA Measurements // 11th Intern. Conf. on Information Fusion, June 30–July 2008, Cologne, Germany.
5. TDOA-FDOA source geolocation using moving horizon estimation with satellite location errors / C. Shan, L. Yang, L. Yang, X. Li, W. Li // IEEE Pacific Rim Conf. on Communications, Computers and Signal Processing (PACRIM), Victoria, BC, 2017. P. 1–6. doi: 10.1109/PACRIM.2017.8121932
6. Passive satellite localization using TDOA/FDOA/AOA measurements / Y. Z. Bin, W. Lei, C. P. Qun, L. A. Nan // Proc. of the 2011 IEEE Intern. Conf. on Intelligent Computing and Integrated Systems (ICISS), Guilin, China, 1–8 Jan. 2013. P. 1–5. doi: 10.1109/ANTHOL-OGY.2013.6784815
7. Space Electronic Reconnaissance: Localization Theories and Methods / F. Guo, Yu. Fan, Yi. Zhou et al. John Wiley & Sons Singapore Pte Ltd, 2014. 384 c.
8. Liu C., Yang L., Mihaylova L. S. Dual-Satellite Source Geolocation with Time and Frequency Offsets and Satellite Location Errors // 20th Intern. Conf. on Information Fusion (Fusion), Xi'an, China, 10–13 July 2017. doi: 10.23919/ICIF.2017.8009716
9. New method about TDOA measurement for satellite interference location / Yi. Liu, D. Huang, Yu. Han, Ji. Han // 8th Intern. Symp. on Antennas, Propagation and EM Theory, Kunming, 2008. P. 1314–1317. doi: 10.1109/ISAPE.2008.4735467
10. The influence of sampling mode on the accuracy of satellite interference geolocation / P. Zhou, Q. Zhang, H. Lin, P. Yu // IEEE Intern. Conf. on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), Xiamen, 2017. P. 1–5. doi: 10.1109/ICSPCC.2017.8242447
11. Pattison T., Chou S. I. Sensitivity analysis of dual-satellite geolocation // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 36, iss. 1. P. 56–71. doi: 10.1109/7.826312
12. Deng B., Xiong J., Xia C. The observability analysis of aerial moving target location based on dual-satellite geolocation system // Proc. Intern. Conf. Comput. Sci. Inf. Process. (CSIP), Aug. 24–26, 2012. P. 12–15. doi: 10.1109/CSIP.2012.6308782
13. Zhang W., Zhang G. Geolocation Algorithm of Interference Sources from FDOA Measurements Using Satellites Based on Taylor Series Expansion // IEEE 83rd Vehicular Technology Conf. (VTC Spring), Nanjing, 2016. P. 1–5. doi: 10.1109/VTCspring.2016.7504260
14. Yan H., Cao J. K., Chen L. Study on location accuracy of dual-satellite geolocation system // Proc. of the 10th Intern. Conf. on IEEE ICSP, Beijing, China, 24–28 Oct. 2010. P. 107–110. doi: 10.1109/ICOSP.2010.5656806
15. Stein S. Differential delay/Doppler ML estimation with unknown signals // IEEE Transactions on Signal Processing, Aug. 1993. Vol. 41, iss. 8. P. 2717–2719. doi: 10.1109/78.229901
16. Stein S. Algorithms for ambiguity function processing // IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, June. 1981. Vol. 29, iss. 3. P. 588–599. doi: 10.1109/TASSP.1981.1163621

Информация об авторе

Галл Роман Данилович – магистр по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого (2017), аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" (направление "Электроника, радиотехника и системы связи"), инженер-программист ООО Научно-производственное предприятие "Новые технологии телекоммуникаций" (ООО НПП "НТТ"), главный алгоритмист отдела геолокации. Сфера научных интересов – радиолокация, радионавигация, радиотехника, обработка сигналов.

Адрес: ООО НПП "НТТ", ул. Софьи Ковалевской, д. 20, корп. 1, лит. А, пом. 22Н, Санкт-Петербург, 195256, Россия

E-mail: roman942010@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-5196-1213>

References

1. Volkov R. V., Sayapin V. N., Sevidov V. V., Sevidova L. M. Algorithm of determination of coordinates of ground stations for transponders signals. *Teoriya i praktika sovremennoi nauki* [Theory and practice of modern science]. 2016, no. 10 (16), pp. 69–72. (In Russ.)
2. Grin' I. V., Ershov R. A., Morozov O. A., Fidel'man V. R. Evaluation of radio source's coordinates based on solution of linearized system of equations by range-difference method. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Povolzhskii region. Tekhnicheskie nauki* [J. of the Universities. Volga region. Technical science]. 2014, no. 4 (32), pp. 71–81. (In Russ.)
3. Ho K. C., Chan Y. T. Geolocation of a known altitude object from TDOA and FDOA measurements. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1997, vol. 33, iss. 3, pp. 770–783. doi: 10.1109/7.599239
4. Musicki D., Koch W. Geolocation using TDOA and FDOA Measurements. 11th Intern. Conf. on Information Fusion, Cologne, Germany, June 30–July, 2008.
5. Shan C., Yang L., Yang L., Li X., Li W. TDOA–FDOA source geolocation using moving horizon estimation with satellite location errors. 2017 IEEE Pacific Rim Conf. on Communications, Computers and Signal Processing (PACRIM), Victoria, BC, 2017, pp. 1–6. doi: 10.1109/PACRIM.2017.8121932
6. Bin Y. Z., Lei W., Qun C. P., Nan L. A. Passive satellite localization using TDOA/FDOA/AOA measurements. *Proc. of the 2011 IEEE Intern. Conf. on Intelligent Computing and Integrated Systems (ICISS)*, Guilin, China, 1–8 Jan. 2013, pp. 1–5. doi: 10.1109/ANTHOLGY.2013.6784815
7. Guo F., Fan Yu., Zhou Yi., Xhou C., Li Q. *Space Electronic Reconnaissance: Localization Theories and Methods*. John Wiley & Sons Singapore Pte Ltd, 2014. 384 p.
8. Liu C., Yang L., Mihaylova L. S. Dual-Satellite Source Geolocation with Time and Frequency Offsets and Satellite Location Errors. 20th Intern. Conf. on Information Fusion (Fusion), Xi'an, China, 10–13 July 2017. doi: 10.23919/ICIF.2017.8009716
9. Liu Yi., Huang D., Han Yu., Han Ji. New method about TDOA measurement for satellite interference location. 8th Intern. Symp. on Antennas, Propagation and EM Theory, Kunming, 2008, pp. 1314–1317. doi: 10.1109/IS-APE.2008.4735467
10. Zhou P., Zhang Q., Lin H., Yu P. The influence of sampling mode on the accuracy of satellite interference geolocation. 2017 IEEE Intern. Conf. on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), Xiamen, 2017, pp. 1–5. doi: 10.1109/ICSPCC.2017.8242447
11. Pattison T., Chou S. I. Sensitivity analysis of dual-satellite geolocation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36, iss. 1, pp. 56–71. doi: 10.1109/7.826312
12. Deng B., Xiong J., Xia C. The observability analysis of aerial moving target location based on dual-satellite geolocation system. *Proc. Int. Conf. Comput. Sci. Inf. Process. (CSIP)*, 24–26 Aug. 2012, pp. 12–15. doi: 10.1109/CSIP.2012.6308782
13. Zhang W., Zhang G. Geolocation Algorithm of Interference Sources from FDOA Measurements Using Satellites Based on Taylor Series Expansion. 2016 IEEE 83rd Vehicular Technology Conf. (VTC Spring), Nanjing, 2016, pp. 1–5. doi: 10.1109/VTCSpring.2016.7504260
14. Yan H., Cao, J. K., Chen L. Study on location accuracy of dual-satellite geolocation system. *Proceedings of the 10th Intern. Conf. on IEEE ICSP*. Beijing, China, 24–28 Oct. 2010, pp. 107–110, doi: 10.1109/ICOSP.2010.5656806
15. Stein S. Differential delay/Doppler ML estimation with unknown signals. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Aug. 1993, vol. 41, iss. 8, pp. 2717–2719. doi: 10.1109/78.229901
16. Stein S. Algorithms for ambiguity function processing. *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, Jun. 1981, vol. 29, iss. 3, pp. 588–599. doi: 10.1109/TASSP.1981.1163621

Information about the author

Roman D. Gall, Master in the direction of "Infocommunication technologies and communication systems" of Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University (2017), post-graduate student of the Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" (direction "Electronics, radio engineering and communication systems"), engineer-programmer of "New Telecommunication Technologies" RPE Co.Ltd., chief algorithmist of the Geolocation Department. Area of expertise: radiolocation, radio navigation, radio engineering, signal processing.
Address: New Telecommunication Technologies RPE Co. Ltd., 20 A, Sofia Kovalevskaya St., Bld. 1, Room 22H, St Petersburg 195256, Russia
E-mail: roman942010@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0001-5196-1213>

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.67.012.12, 621.396.965

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-6-28-42>

Интервальное и точечное пеленгование источников радиоизлучения при широкополосном радиомониторинге

М. Е. Шевченко^{1✉}, В. Н. Малышев¹, С. С. Соколов¹,
А. В. Горовой¹, С. Н. Соловьев², Н. С. Стенюков³

¹Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

²ООО НПП "Новые технологии телекоммуникаций"

³АО «НИИ "Вектор"»

✉ m_e_shevchenko@mail.ru

Аннотация

Введение. При широкополосном радиомониторинге в частотной области применяется точечное и интервальное пеленгование источников радиоизлучения, исходными данными для которых являются спектральные выборки, полученные при многоканальном приеме от *М*-элементной антенной решетки. Точечное пеленгование основано на группировке точечных оценок азимута и угла места, сформированных для каждого частотного отсчета, в котором обнаружены сигнальные составляющие. По сгруппированным точечным оценкам в интервале соседних частотных отсчетов выносится единая оценка азимута и угла места. Интервальное пеленгование основано на формировании оценок азимута и угла места целиком по интервалу соседних частотных отсчетов, в котором обнаружены сигнальные составляющие, и последующем уточнении границ интервала частотных отсчетов для каждого источника радиоизлучения в многосигнальном режиме на основе методов пространственной селекции. В современных эксплуатирующихся широкополосных комплексах радиомониторинга реализовано преимущественно точечное пеленгование в односигнальном режиме, а многосигнальный режим на основе MUSIC или ESPRIT реализован во временной области в узкой полосе частот.

Цель работы. Разработка и исследование методов точечного и интервального пеленгования в многосигнальном режиме и выработка рекомендаций для их практического применения в многосигнальном и односигнальном режимах.

Методы. Многосигнальный режим при точечном и интервальном пеленговании реализован на MUSIC и ESPRIT. Экспериментальное исследование разработанных методов пеленгования при перекрытии спектров сигналов в односигнальном и многосигнальном по ESPRIT режимах выполнено по записям реальных сигналов, сделанным с помощью семиканального когерентного синхронного приемника, подключенного к семиэлементной 60°-уголковой антенной решетке.

Результаты. Результаты исследования представлены в виде частотно-азимутальных панорам, амплитудных спектров разделенных сигналов и показателей точности пеленгования.

Заключение. Экспериментально продемонстрировано, что в односигнальном режиме при отсутствии информации о числе сигналов в наблюдаемых данных целесообразно применять точечное пеленгование, а в многосигнальном режиме для повышения точности и реализуемости в реальном времени – интервальное.

Ключевые слова: широкополосный радиомониторинг, точечное и интервальное оценивание, пеленгование источников радиоизлучения, ESPRIT, MUSIC

Для цитирования: Интервальное и точечное пеленгование источников радиоизлучения при широкополосном радиомониторинге / М. Е. Шевченко, В. Н. Малышев, С. С. Соколов, А. В. Горовой, С. Н. Соловьев, Н. С. Стенюков // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 6. С. 28–42. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-28-42

Источник финансирования. При подготовке публикации использовались результаты работ по проекту "Разработка многопозиционного комплекса полуактивной радиолокации и радиомониторинга излучающих и радиомолчащих объектов" (Согл. 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.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 29.10.2020; принята к публикации после рецензирования 30.11.2020; опубликована онлайн 29.12.2020



Interval and Point Direction Finding of Radio Emission Sources for Broadband Radio Monitoring

Maya E. Shevchenko^{1✉}, Victor N. Malyshev¹, Sergey S. Sokolov¹, Andrey V. Gorovoy¹,
Sergey N. Soloviev², Nikolay S. Stenukov³

¹Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

²Research and Production enterprise "New Technologies of Telecommunications"

³Researcher JSC «NII "Vektor"»

✉m_e_shevchenko@mail.ru

Abstract

Introduction. The point and interval direction finding of radio sources is used for broadband radio monitoring in the frequency domain. The initial data for broadband radio monitoring are spectral samples obtained from an M-element antenna array by multichannel reception. Point direction finding is based on a grouping of point estimates of azimuth and elevation angle formed for each frequency sample, in which signal components are detected. A single estimate of azimuth and elevation angle is made based on the grouped point estimates in the range of neighbouring frequency samples. Interval direction finding is based on the azimuth and elevation estimates formed entirely from the interval of adjacent frequency samples, in which the signal components are found, and the subsequent refinement of frequency sample interval boundaries for each radio source in multi-signal mode by spatial selection methods. Point direction finding is mainly implemented in single-signal mode in modern operating broadband radio monitoring complexes, while the multi-signal mode based on MUSIC or ESPRIT is implemented in the time domain in a narrow frequency band.

Aim. Development and investigation of methods for point and interval direction finding in multi-signal mode, as well as development of recommendations for their practical application in multi-signal and single-signal modes.

Methods. Multi-signal mode for point and interval direction finding was implemented using MUSIC and ESPRIT. An experimental study of the developed direction finding methods in single-signal and multi-signal (on ESPRIT) modes with overlapping signal spectra was carried out by processing the recorded real signals. The records were made using a seven-channel coherent synchronous receiver connected to a seven-element 60° angle antenna array.

Results. The research results are presented by frequency-azimuth panoramas and estimates of the amplitude spectra of separated signals and direction finding accuracy indicators.

Conclusion. It was experimentally demonstrated that point direction finding should be used in single-signal mode provided the absence of information on the number of signals in the observed data. Interval direction finding is recommended in multi-signal mode for improving the accuracy and real-time feasibility of the process.

Keywords: broadband radio monitoring, point and interval estimation, direction finding of radio emission sources, ESPRIT, MUSIC

For citation: M. E. Shevchenko, V. N. Malyshev, S. S. Sokolov, A. V. Gorovoy, S. N. Soloviev, N. S. Stenukov. Interval and Point Direction Finding of Radio Emission Sources for Broadband Radio Monitoring. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 6, pp. 28–42. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-28-42

Source of financing. In preparing the publication, the results of work on the project "Development of a multi-position complex for semi-active radar and radio monitoring of emitting and radio silent objects" (Agreement dated November 21, 2018 No. 075-11-2018-035) were used with the use of state support measures provided for by the decree of the Government of the Russian Federation April 9, 2010 No. 218.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 29.10.2020; accepted 30.11.2020; published online 29.12.2020

Введение. При широкополосном радиомониторинге оценки угловых координат (УК) источников радиоизлучения (ИРИ) формируются на основе спектральных выборок N , полученных с помощью дискретного преобразования Фурье из процессов, принятых M -элементной антенной решеткой (АР), по отсчетам, содержащим сигнальные составляющие [1–4]. Спектральные отсчеты (СО), содержащие сигнальные составляющие, далее называются сигнальными СО.

Спектры сигналов ИРИ (рис. 1) сосредоточены в выборках в интервалах соседних отсчетов $(v_{1q} : v_{2q})$ (q – номер интервала). Границы интервалов в зависимости от задачи задаются или априорно, исходя из имеющейся информации о несущей частоте интересующего ИРИ и занимаемой им полосе частот, или оцениваются при первичном обнаружении по выборкам из спектральных отсчетов.

В связи с этим УК ИРИ – азимут и угол места – можно оценивать в каждом интервале СО $n \in v_{1q} : v_{2q}$ или на всем интервале $v_{1q} : v_{2q}$.

Точечное пеленгование предполагает формирование оценок, ассоциированных с конкретными ИРИ. Кроме того, дополнительными методами формируются единые усредненные оценки УК ИРИ и интервалы СО, которым они соответствуют. При интервальном пеленговании формируются точечные оценки УК всех ИРИ в интервале $v_{1q} : v_{2q}$ и сам интервал СО, которым они соответствуют.

Односигнальный режим пеленгования предполагает, что в частотном отсчете или в интервале частотных отсчетов присутствуют составляющие спектра сигнала только одного ИРИ. Многосигнальный режим пеленгования допускает наличие

составляющих нескольких сигналов ИРИ в одном СО или в интервале СО.

Обе стратегии позволяют реализовать односигнальный и многосигнальный режимы пеленгования, но отличаются точностью, необходимым объемом наблюдаемых данных в многосигнальном режиме, требуемыми вычислительными ресурсами и быстродействием.

Для обоснованного выбора режима требуется оценить число сигналов ИРИ, присутствующих во входных данных. Однако при реализации алгоритмов в реальных устройствах сама проверка наличия нескольких сигналов включает в многосигнальный режим из-за необходимости анализа собственных чисел корреляционной матрицы наблюдаемых данных. Даже при обнаружении всего одного значимого собственного числа дальнейшее оценивание проводится на основе собственных векторов.

В настоящей статье представлено исследование особенностей точечного и интервального пеленгования в односигнальном и многосигнальном режимах по записям реальных сигналов, а также достигнутые показатели качества.

Модель данных. Исходными данными для пеленгования являются комплексные спектральные выборки

$$(y_m)_k = (y_{m_1}, \dots, y_{m_N})_k, \quad m = \overline{1, M}; \quad k = \overline{1, K}$$

из N спектральных отсчетов, взятые в K последовательные моменты времени многоканальным радиоприемным устройством, подключенным к M -элементной АР. Выборки получены дискретным преобразованием Фурье временных выборок, образованных синфазной и квадратурной составляющими дискретизированных процессов. Предпола-

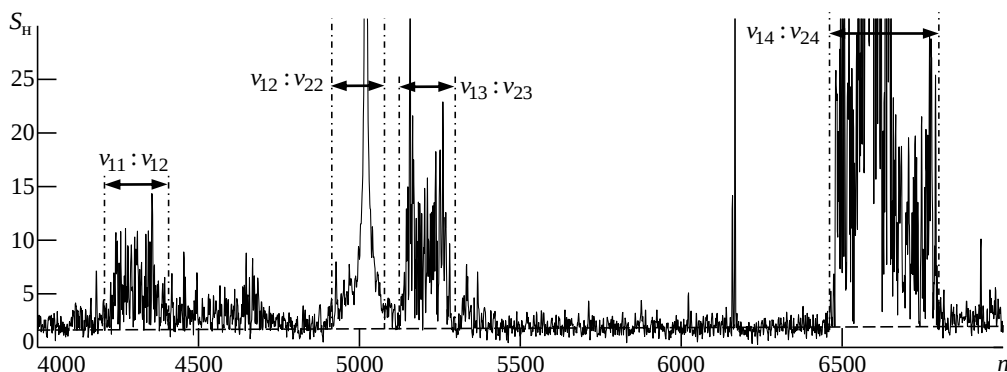


Рис. 1. Фрагмент нормированного к уровню шума суммарного амплитудного спектра процессов, принятых в широкой полосе

Fig. 1. Fragment of normalized to the noise level total amplitude spectrum of the processes received in a wide band

гается, что все каналы приема синхронные, когерентные и имеют одинаковые коэффициенты передачи.

В общем случае n -й отсчет спектра в m -м канале, содержащий d_n сигнальных составляющих от разных ИРИ, записывается в виде

$$y_{m_n} = \sum_{i=1}^{d_n} b_i S_{n_i} a_m(\theta_i, \beta_i) + \zeta_{m_n}, \quad (1)$$

$$n = \overline{1, N}; \quad m = \overline{1, M},$$

где b_i – энергетический параметр сигнала; S_{n_i} – n -й отсчет спектра сигнала i -го ИРИ;

$$a_m(\theta_i, \beta_i) = |a_m(\theta_i, \beta_i)| \exp[\gamma_m(\theta_i, \beta_i)]$$

– отклик m -й антенны на сигнал, поступивший с направления θ_i, β_i (θ_i – азимут; β_i – угол места); ζ_{mn} – шумовая составляющая. Амплитудно-фазовое распределение в зависимости от УК ИРИ $\Theta = (\theta, \beta)$ задается вектором $\mathbf{a}(\Theta) = [a_1(\Theta), \dots, a_m(\Theta), \dots, a_M(\Theta)]$. Все параметры сигналов в (1) априорно неизвестны.

Если сигнальных составляющих в n -м отсчете нет, то $y_{m_n} = \zeta_{m_n}, \quad n = \overline{1, N}$.

Уровень δ_m аддитивного шума априорно неизвестен, но для обнаружения сигнальных составляющих в отсчете или в интервале отсчетов требуется оценка неизвестного уровня шума. Такие оценки получены для условий высокой заполненности частотного диапазона [5–7] и используются в реальных комплексах.

Обнаружение сигналов ИРИ в спектральных отсчетах состоит в сравнении с порогом C_α накопленного по K реализациям суммарного амплитудного спектра, нормированного к оценке уровня шума $\hat{\delta}_m$ в каждом канале:

$$B_n = \frac{1}{K} \frac{1}{M} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M |y_{m_n}|_k / \hat{\delta}_m,$$

где $|y_{m_n}|_k$ – модуль спектра n -го отсчета k -й выборки.

Решение принимается в соответствии с гипотезами:

$$H_0: y_{m_n} = \zeta_{m_n}, \quad B_n < C_\alpha;$$

$$H_1: y_{m_n} = \sum_{i=1}^{d_n} b_i S_{n_i}^i a_m(\theta_i, \beta_i) + \zeta_{m_n}, \quad B_n \geq C_\alpha.$$

Порог C_α выбирается исходя из заданного значения вероятности ложной тревоги.

В дальнейшем при описании алгоритмов будем рассматривать только один из интервалов $v_{1q}:v_{2q}$, обозначив его $n_1:n_2$.

В интервал $n_1:n_2$ включаются соседние, близкие по частоте отсчеты, в которых были обнаружены сигнальные составляющие. Близкими можно считать отчеты, удаленные друг от друга на расстояние Δn , которое рассчитывается для каждого частотного диапазона исходя из регламентов электромагнитной совместимости.

Вектор из спектральных отсчетов сигналов m -й антенны в интервале соседних отсчетов $n_1:n_2$, содержащих $d_{n_1:n_2}$ сигнальных составляющих

$\mathbf{S}_{n_1:n_2}^i = (S_{n_1}^i, \dots, S_{n_2}^i)$ от разных ИРИ, имеет вид

$$\mathbf{y}_{m_{n_1:n_2}} = (y_{m_{n_1}}, \dots, y_{m_{n_2}}) =$$

$$= \sum_{i=1}^{d_{n_1:n_2}} b_i \mathbf{S}_{n_1:n_2}^i a_m(\theta_i, \beta_i) + \zeta_{m_{n_1:n_2}}; \quad m = \overline{1, M},$$

где $\zeta_{m_{n_1:n_2}}$ – шумовая выборка.

Методы интервального и точечного пеленгования в односигнальном и в многосигнальном режимах.

Односигнальный режим. В односигнальном режиме, реализованном в большинстве эксплуатирующихся комплексов, предполагается, что в n -м спектральном отсчете из интервала $n_1:n_2$ присутствует составляющая сигнала только одного ИРИ. Поэтому для формирования оценки его УК при точечном пеленговании требуется вычислить $M-1$ значений накопленного взаимного спектра между опорной и остальными антеннами в одном СО [7, 8]:

$$\tilde{y}_{m_n} = \left[\sum_{k=1}^K \frac{(y_{m_n} y_{1_n}^*)_k}{\hat{\delta}_m} \right], \quad n = \overline{n_1, n_2}, \quad m = \overline{2, M},$$

а при интервальном – в интервале спектральных отсчетов $n_1:n_2$:

$$\tilde{y}_{m_{n_1:n_2}} = \left[\sum_{k=1}^K \frac{\left(y_{m_{n_1:n_2}} y_{1_{n_1:n_2}}^H \right)_k}{\hat{\delta}_m} \right], \quad m = \overline{2, M}.$$

где "H" – символ комплексного сопряжения;

"n" – символ эрмитова сопряжения.

Оценки УК ИРИ при точечном пеленговании

$$\hat{\theta}_n, \hat{\beta}_n = f(\tilde{y}_{m_n}), \quad n = \overline{n_1, n_2}$$

и при интервальном пеленговании

$$\hat{\theta}_{n_1:n_2} = f_{\theta}(\tilde{y}_{m_{n_1:n_2}}); \quad \hat{\beta}_{n_1:n_2} = f_{\beta}(\tilde{y}_{m_{n_1:n_2}})$$

вычисляются в зависимости от конфигурации АР, которая определяет функции $f_{\theta}(\cdot)$ и $f_{\beta}(\cdot)$. Пример функций для угловой АР приведен далее при описании результатов исследования.

При точечном пеленговании получают $n_2 - n_1 + 1$ оценок $\hat{\theta}_n, \hat{\beta}_n, \quad n = \overline{n_1, n_2}$, а при интервальном – одну оценку $\hat{\theta}_{n_1:n_2}, \hat{\beta}_{n_1:n_2}$. При точечном пеленговании требуется в дальнейшем объединить оценки УК соседних отсчетов для записи в базу данных.

Для реализации односигнального режима пеленгования достаточно данных, полученных при однократном наблюдении ($K=1$), хотя использование $K > 1$ выборки позволяет существенно повысить точность выносимых оценок УК ИРИ за счет накопления оценок взаимного спектра. Авторами статьи установлено, что для обеспечения заданной точности в реальных условиях целесообразно задавать $30 \leq K < 100$.

Многосигнальный режим. В зарубежной и отечественной научной литературе описаны методы реализации многосигнального режима пеленгования во временной области по данным, сосредоточенным в узкой полосе частот. Многосигнальный режим на основе MUSIC реализован или планируется к реализации в аппаратуре Rohde&Schwarz [2]. Сами алгоритмы обработки в многосигнальном режиме в [2] не представлены. Поэтому авторами настоящей статьи были разработаны и исследованы методы точечного и интервального пеленгования в многосигнальном режиме на основе методов ESPRIT и MUSIC, считающихся наиболее перспективными для применения в системах радиомониторинга и радиоконтроля [2, 8]. Известны также параметрические методы [9] и методы регуляризации

[10] при пеленговании множества ИРИ. Однако оценить их применимость в реальном времени при реализации в широкой полосе частот не представляется возможным.

Точечное пеленгование. При наличии составляющих нескольких сигналов вектор-столбец n -го отсчета имеет вид

$$(y_n)_k = \left[\frac{(y_{1_n})_k}{\hat{\delta}_1}, \dots, \frac{(y_{m_n})_k}{\hat{\delta}_m}, \dots, \frac{(y_{M_n})_k}{\hat{\delta}_M} \right]^T,$$

где "T" – символ транспонирования.

Ранг этого вектора равен 1 не достаточен для обнаружения и оценивания УК $d_n > 1$ разных ИРИ.

Поскольку сигналы от различных ИРИ приходят с разных направлений (имеют различные $\theta_i, \beta_i; \quad i = \overline{1, d_n}$), подвергаются различным замираниям при распространении (имеют различные $b_i; \quad i = \overline{1, d_n}$), переносят разную информацию (характеризуются $S_n^i; \quad i = \overline{1, d_n}$), имеют разную начальную фазу, то они не обладают существенной взаимной корреляцией. Поэтому спектральные составляющие сигналов разных ИРИ в одном СО также не будут существенно коррелированными между собой во времени.

Проверка гипотезы о наличии сигналов нескольких ИРИ в фиксированном частотном отсчете и возможности дальнейшего оценивания их УК в частотной области требует повышения ранга наблюдаемых данных, соответствующих отдельно взятому СО.

Для этого требуется K значений комплексного спектра сигналов всех M антенн в данном СО. Они могут быть получены из наблюдаемых данных (1) для каждого n -го СО, в котором обнаружен сигнал, в результате выполнения следующих действий [11]:

1. Формируется матрица

$$Z_n = [y_{n_1}, \dots, y_{n_k}, \dots, y_{n_K}], \quad K > M.$$

2. Вычисляется корреляционная матрица

$$R = Z_n Z_n^H, \quad \text{выполняется ее разложение}$$

$$R = E \text{diag}(\Lambda) E^H \quad \text{по собственным векторам}$$

$$E = [E_1, \dots, E_M], \quad E_l = [E_{l1}, \dots, E_{lM}]^T, \quad l = \overline{1, M}$$

$$\text{и числам } \Lambda = [\lambda_1, \dots, \lambda_M], \quad \lambda_1 > \dots > \lambda_M.$$

3. Из сравнения собственных чисел с заранее заданным порогом C_λ определяется число сигналов ИРИ $\hat{d}_n$: $\lambda_{\hat{d}_n} \geq C_\lambda$; $\lambda_{\hat{d}_n+1} < C_\lambda$. Из собственных

векторов $E = [E_s, E_\zeta]$ выделяются сигнальное

$E_s = [E_1, \dots, E_{\hat{d}_n}]$ и шумовое

$E_\zeta = [E_{\hat{d}_n+1}, \dots, E_M]$ подпространства.

4. При реализации многосигнального режима на основе ESPRIT формируются оценки $\hat{\theta}_{n_i}$, $\hat{\beta}_{n_i} = f(E_s)$, $i = \overline{1, \hat{d}_n}$, $n \in \overline{n_1, n_2}$, а при реализации режима на основе MUSIC – оценки

$$\hat{\theta}_{n_i}, \hat{\beta}_{n_i} = \arg \max_{\substack{\theta \in 0 \dots 359^\circ \\ \beta \in 0 \dots 89^\circ}} P(\Theta), \quad i = \overline{1, \hat{d}_n}, \quad n \in \overline{n_1, n_2},$$

где $P(\Theta) = [a(\Theta) E_\zeta E_\zeta^H a^H(\Theta)]^{-1}$ [12–15].

В ESPRIT оценки формируются из собственных чисел оператора поворота, который преобразует элементы E_s одной подрешетки в другую. Для этого выполняются матричные преобразования с векторами сигнального подпространства с учетом конфигурации АР и ее инвариантности к сдвигу. В MUSIC требуется вычислительно затратный численный поиск функционала $P(\Theta)$.

Точность оценок $\hat{\theta}_{n_i}$, $\hat{\beta}_{n_i}$, $n \in \overline{n_1, n_2}$ различна и определяется отношением сигнал/шум (ОСШ) в спектральном отсчете. При наличии оценок ОСШ результирующей оценкой можно считать средневзвешенное от всей выборки $\hat{\theta}_{n_i}$, $\hat{\beta}_{n_i}$, $n \in \overline{n_1, n_2}$.

Оценить ОСШ при наличии одного сигнала несложно, однако при наличии нескольких сигналов требуются специальные вычисления.

Единая оценка $\hat{\theta}_{(n_1:n_2)i}$, $i = \overline{1, \hat{d}_n}$ записывается в базу данных.

Интервальное пеленгование в диапазоне отсчетов $(n_1 : n_2)$ в многосигнальном режиме можно реализовать по данным, полученным при однократном наблюдении на основе матрицы

$$Y_{n_1:n_2} = \begin{bmatrix} y_{1n_1}/\hat{\delta}_1 & \dots & y_{1n_2}/\hat{\delta}_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{Mn_1}/\hat{\delta}_M & \dots & y_{Mn_2}/\hat{\delta}_M \end{bmatrix}_k, \quad k \in \overline{1, K}.$$

Для повышения точности оценок УК ИРИ целесообразно использовать накопление взаимных спектров принятых процессов между опорной и m -й антеннами, $m = \overline{1, M}$. Матрица отсчетов таких взаимных спектров имеет вид

$$\tilde{Y}_{n_1:n_2} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{\delta}_1} \sum_{k=1}^K (y_{1n_1} y_{1n_1}^*) & \dots & \frac{1}{\hat{\delta}_1} \sum_{k=1}^K (y_{1n_2} y_{1n_2}^*) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1}{\hat{\delta}_M} \sum_{k=1}^K (y_{Mn_1} y_{1n_1}^*) & \dots & \frac{1}{\hat{\delta}_M} \sum_{k=1}^K (y_{Mn_2} y_{1n_2}^*) \end{bmatrix}.$$

Далее этапы формирования оценок совпадают с аналогичными при точечном пеленговании:

1. Вычисляется корреляционная матрица

$$R_Y = \tilde{Y}_{n_1:n_2} \tilde{Y}_{n_1:n_2}^H \quad \text{или} \quad R_Y = Y_{n_1:n_2} Y_{n_1:n_2}^H.$$

2. Матрица $R_Y = E \text{diag}(\Lambda) E^H$ раскладывается по собственным векторам $E = [E_1, \dots, E_M]$, $E_l = [E_{1l}, \dots, E_{Ml}]^T$, $l = \overline{1, M}$ и числам

$$\Lambda = [\lambda_1, \dots, \lambda_d, \lambda_{d+1}, \dots, \lambda_M], \quad \lambda_1 > \dots > \lambda_M.$$

3. Оценивается число сигналов ИРИ $\hat{d}_{n_1:n_2} = d$ как число собственных чисел, превысивших порог C_λ : $\lambda_d \geq C_\lambda$, $\lambda_{d+1} < C_\lambda$. Из собственных векторов $E = [E_s, E_\zeta]$ выделяются сигнальное

$E_s = [E_1, \dots, E_{\hat{d}_n}]$ и шумовое

$E_\zeta = [E_{\hat{d}_n+1}, \dots, E_M]$ подпространства.

4. Вычисляются оценки на основе ESPRIT $\hat{\theta}_{i(n_1:n_2)}$, $\hat{\beta}_{i(n_1:n_2)} = f(E_s)$ или MUSIC:

$$\hat{\theta}_{i(n_1:n_2)}, \hat{\beta}_{i(n_1:n_2)} = \arg \max_{\substack{\theta \in 0 \dots 359^\circ \\ \beta \in 0 \dots 89^\circ}} P(\Theta), \quad i = \overline{1, \hat{d}}.$$

5. Для каждого $i = \overline{1, \hat{d}}$ уточняется диапазон отсчетов $(n_1 : n_2)_i$ из интервала $n_1 : n_2$, в котором присутствует спектр сигнала i -го ИРИ. Для этого применяются методы пространственной фильтрации [15] в частотной области для разделения перекрывающихся спектров сигналов.

При реализации многосигнального режима по ESPRIT для разделения спектров не требуется

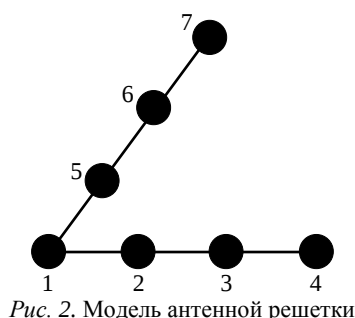


Рис. 2. Модель антенной решетки
Fig. 2. Antenna array model



Рис. 3. Антенная решетка, общий вид
Fig. 3. Antenna array, general view

дополнительного построения пространственного фильтра [16]. Для вычисления матрицы

$$\hat{S} = [\hat{S}_{n_1:n_2}^1, \dots, \hat{S}_{n_1:n_2}^d] = Y_{n_1 \dots n_2}^T (E_S T)^H$$

из оценок спектров сигналов $\hat{S}_{n_1:n_2}^i = (\hat{S}_{n_1}^i, \dots, \hat{S}_{n_2}^i)^T$ требуются собственные векторы T_Θ оператора поворота, вычисляемого в ESPRIT при формировании оценок УК ИРИ, и векторы сигнального подпространства E_S .

При формировании оценок $\hat{\theta}_{i(n_1:n_2)}$, $\hat{\beta}_{i(n_1:n_2)}$ с помощью MUSIC требуется вычислить весовые коэффициенты пространственного фильтра [16–17] для обращения в нуль (зануления) сигналов с мешающих направлений и выделения сигнала с полезного направления:

$$\hat{S} = [\hat{S}_{n_1:n_2}^1, \dots, \hat{S}_{n_1:n_2}^d] = F(\hat{\theta}_{n_1:n_2}, Y_{n_1 \dots n_2}).$$

Результаты исследования интервального и точечного пеленгования по реальным записям сигналов. Исследование особенностей интервального и точечного пеленгования проведено по записям реальных сигналов КВ-диапазона, сделанных с помощью семиэлементной уголкового АР с углом между линиями расположения антенн 60° (рис. 2) в односигнальном и многосигнальном ре-

жимах пеленгования в полосе 100 кГц. Общий вид АР приведен на рис. 3.

Расстояние между соседними антеннами составляло $\Delta = 5$ м.

Реализовать накопление взаимных спектров в односигнальном и многосигнальном режимах не позволил объем данных в записи: было доступно только 11 выборок.

Можно показать, что в односигнальном режиме пеленгования оценки азимута и угла места при АР, соответствующей рис. 2, 3, вычисляются в виде:

$$\hat{\theta} = f_\theta(\psi_3, \psi_2) = \arctg\left(\frac{\psi_3 - 0.5\psi_2}{\sqrt{0.75}\psi_2}\right),$$

$$\hat{\beta} = f_\beta(\psi_2, \psi_3) = \arccos\left[\sqrt{\frac{(2\psi_3 - \psi_2)^2/3 + (\psi_2)^2}{(2\pi\Delta f/c)^2}}\right]$$

из оценок фазовых сдвигов:

$$\psi_2 = (1/3) \left[\arg(\varphi_2) + \arg(\varphi_3\varphi_2^*) + \arg(\varphi_4\varphi_3^*) \right];$$

$$\psi_3 = (1/3) \left[\arg(\varphi_5) + \arg(\varphi_6\varphi_5^*) + \arg(\varphi_7\varphi_6^*) \right],$$

где $\varphi_m = \tilde{y}_{m_n}$ при точечном и $\varphi_m = \tilde{y}_{m_{n_1:n_2}}$ при интервальном пеленговании; $m = \overline{2, 7}$.

Диаграммы направленности элементов АР с учетом их взаимного влияния были неизвестны, поэтому многосигнальный режим пеленгования реализован на основе ESPRIT [11–13], который применим для уголкового АР.

Для вычисления оператора поворота выполнялись матричные преобразования с векторами сигнального подпространства E_S :

1. Пространственное сглаживание

$$E_S^1 = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{S_1} & \mathbf{E}_{S_2} \\ \mathbf{E}_{S_2} & \mathbf{E}_{S_3} \\ \mathbf{E}_{S_3} & \mathbf{E}_{S_4} \end{bmatrix} \text{ и } E_S^2 = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_{S_1} & \mathbf{E}_{S_5} \\ \mathbf{E}_{S_5} & \mathbf{E}_{S_6} \\ \mathbf{E}_{S_6} & \mathbf{E}_{S_7} \end{bmatrix},$$

где $E_S = [\mathbf{E}_{S_{1,l}}, \dots, \mathbf{E}_{S_{1,d}}]$, $l = \overline{1, 7}$.

2. Вычисление корреляционных матриц

$$(E_S^1)^H E_S^1 = V_{10} \text{diag}(\mathbf{v}_1) V_{10}^H,$$

$$(E_S^2)^H E_S^2 = V_{20} \text{diag}(\mathbf{v}_2) V_{20}^H$$

и разложение их по собственным векторам

$$V_{1v} = \begin{bmatrix} V_{1v11} & V_{1v12} \\ V_{1v21} & V_{1v22} \end{bmatrix}; \quad V_{2v} = \begin{bmatrix} V_{2v11} & V_{2v12} \\ V_{2v21} & V_{2v22} \end{bmatrix}$$

и собственным числам v_1, v_2 .

4. Вычисление операторов поворота

$$\Psi_{\Theta}^1 = V_{1v12} V_{1v22}^{-1}; \quad \Psi_{\Theta}^2 = V_{2v12} V_{2v22}^{-1};$$

$$\Psi_{\Theta}^1 = T_{\Theta 1} \hat{\Gamma}_1 T_{\Theta 1}^{-1}; \quad \Psi_{\Theta}^2 = T_{\Theta 2} \hat{\Gamma}_2 T_{\Theta 2}^{-1}$$

по собственным векторам $T_{\Theta 1}, T_{\Theta 2}$ и числам $\hat{\Gamma}_1, \hat{\Gamma}_2$.

Матрицы из собственных векторов $T_{\Theta 1}, T_{\Theta 2}$ отличаются только порядком следования в них собственных векторов. Поэтому следует сопоставить собственные векторы в $T_{\Theta 2}$ собственным векторам в $T_{\Theta 1}$, изменив при этом порядок следования собственных чисел в $\hat{\Gamma}_2$: $\hat{\Gamma}'_2 = \text{diag}(\hat{\Gamma}'_{2_1}, \dots, \hat{\Gamma}'_{2_d})$ так, чтобы

$$\Psi_{\Theta}^2 \equiv T_{\Theta 1} \hat{\Gamma}'_2 T_{\Theta 1}^{-1}.$$

5. Оценки УК ИРИ:

$$\hat{\theta}_i = \arctg \left[\frac{\arg(\hat{\Gamma}'_{2_i}) - 0.5 \arg(\hat{\Gamma}_{1_i})}{\sqrt{0.75} \arg(\hat{\Gamma}_{1_i})} \right]; \quad \hat{\theta}_{a_i} = -\hat{\theta}_i;$$

$$\hat{\beta}_i =$$

$$= \arccos \left[\sqrt{\frac{\frac{1}{3} [2 \arg(\hat{\Gamma}'_{2_i}) - \arg(\hat{\Gamma}_{1_i})]^2 + [\arg(\hat{\Gamma}_{1_i})]^2}{(2\pi \hat{f}_i / c)^2}} \right],$$

$$i = \overline{1, d},$$

где f_i – частота сигнала i -го ИРИ.

На рис. 4 изображен один из фрагментов накопленного амплитудного спектра записи двух

сигналов примерно одинаковой энергии. Центральная частота записи спектра $f_0 = 5.874$ МГц, $\Delta f = f - f_0$. В рассматриваемой записи присутствует перекрытие спектров реальных сигналов ИРИ, которое непосредственно из анализа представленного амплитудного спектра зафиксировать невозможно.

При точечном пеленговании в односигнальном режиме (рис. 5, а) наблюдается группировка оценок пеленга в областях $40 \dots 50^\circ$ и 150° и дорожка из оценок, распределенных от 0 до 240° , соединяющая эти две области. Группы указывают на наличие двух ИРИ, а дорожка косвенно свидетельствует о перекрытии их спектров потому, что из-за замираний обоих сигналов изменяются значения оценок разностей фаз между антеннами, по которым оценивается УК ИРИ. Частотно-азимутальная панорама при интервальном пеленговании (рис. 5, б) в односигнальном режиме представлена несколькими сильно отличающимися по своим значениям оценками азимута от 40 до 120° , что

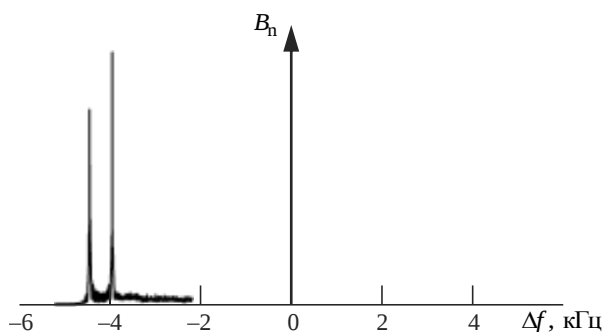


Рис. 4. Анализируемый фрагмент накопленного амплитудного спектра для двух сигналов примерно одинаковой энергии

Fig. 4. The analyzed fragment of the accumulated amplitude spectrum for two signals of approximately equal energy

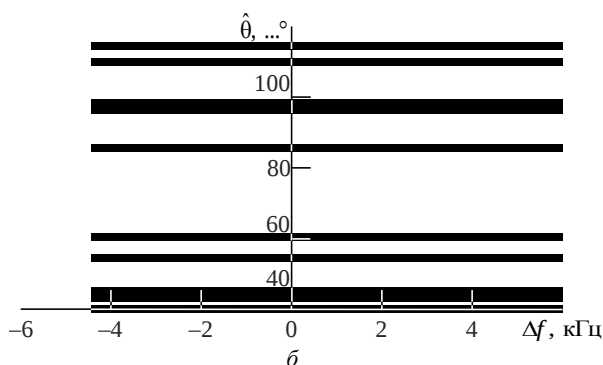
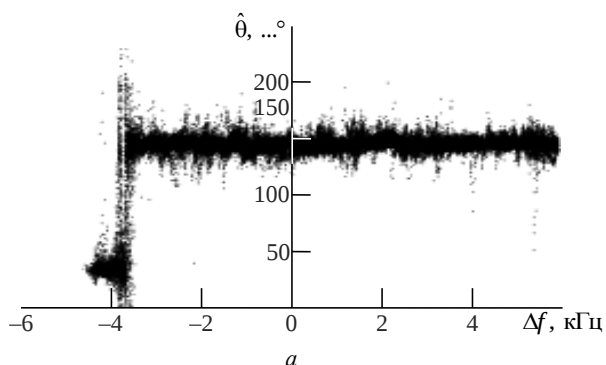


Рис. 5. Частотно-азимутальные диаграммы в односигнальном режиме для двух сигналов примерно одинаковой энергии: а – точечное пеленгование; б – интервальное пеленгование

Fig. 5. Frequency azimuth diagrams in single signal mode for two signals of approximately equal energy: а – point direction finding; б – interval direction finding

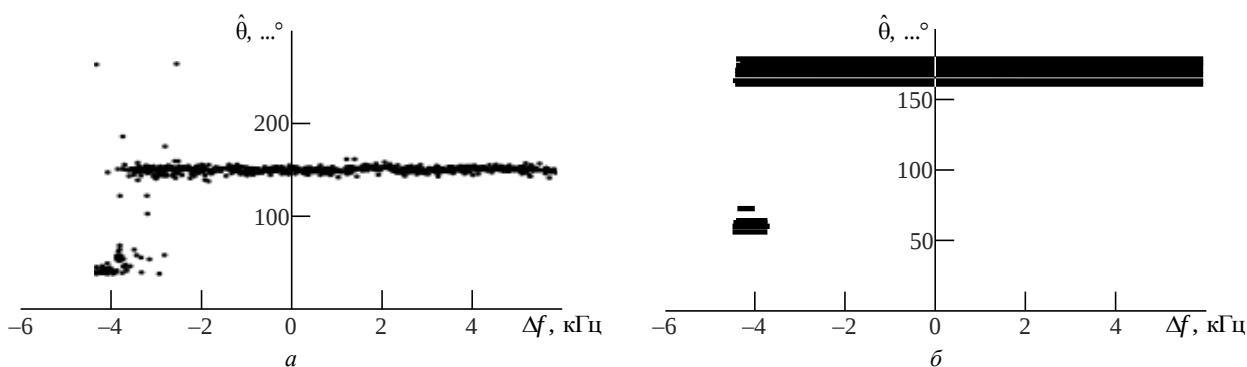


Рис. 6. Частотно-азимутальные диаграммы в многосигнальном режиме для двух сигналов примерно одинаковой энергии: а – точечное пеленгование; б – интервальное пеленгование

Fig. 6. Frequency azimuth diagrams in multi-signal mode for two signals of approximately equal energy
а – point direction finding; б – interval direction finding

также объясняется флуктуациями уровня перекрывающихся по спектру сигналов обоих ИРИ.

В многосигнальном режиме при точечном (рис. 6, а) и при интервальном пеленговании (рис. 6, б) сформированы две перекрывающиеся между собой области группировки оценок $45...50^\circ$ и 150° . Частотные границы группировок определены из оценок амплитудных спектров сигналов, разделенных пространственной фильтрацией по ESPRIT.

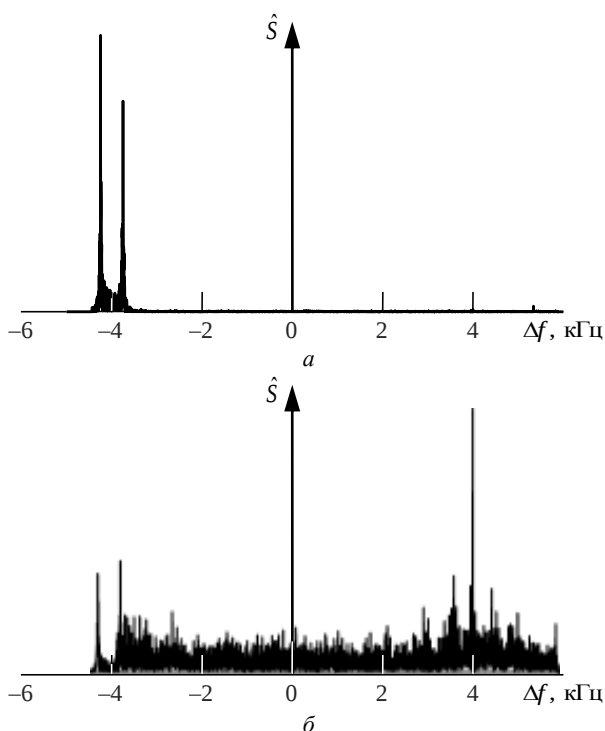


Рис. 7. Накопленные оценки спектров сигналов первого (а) и второго (б) источников радиоизлучения примерно одинаковой энергии

Fig. 7. Cumulative estimates of signal spectra of the first (а) and the second (б) sources of radio emission of approximately equal energy

Накопленные оценки спектров сигналов ИРИ показаны на рис. 7, а, б. Частотно-угломестные панорамы не приведены из-за малой информативности, поскольку плоские АР плохо оценивают малые углы места, а у обоих ИРИ они слабо различались.

На основании сформированных оценок при точечном и интервальном пеленговании вычислены средние выборочные значения и выборочные СКО оценок азимута ИРИ, которые приведены в табл. 1 в виде $\bar{\hat{\theta}} \pm \Delta\hat{\theta}$, где $\bar{\hat{\theta}}$ – среднее выборочное значение; $\Delta\hat{\theta}$ – выборочное среднеквадратическое отклонение (СКО) оценки азимута ИРИ.

Из табл. 1 видно, что минимальное выборочное СКО оценок азимута ИРИ получилось при интервальном пеленговании в многосигнальном режиме. В односигнальном режиме сформирована единственная оценка азимута с большим СКО, которая не соответствует ни одному ИРИ. При точечном пеленговании в односигнальном режиме сформированы две оценки азимута ИРИ, хотя значение оценки первого ИРИ 45° отличается от аналогичного в многосигнальном режиме и точечном пеленговании на 3° и на 7° при интервальном. Смещение оценки в односигнальном обусловлено перекрытием спектров, но поскольку спектральные состав-

Табл. 1. Сформированные оценки азимута источников радиоизлучения примерно одинаковой энергии

Tabl. 1. Formed estimates of the azimuth of radio sources for two signals of approximately equal energy

Режим	Пеленгование	
	Точечное	Интервальное
	$\bar{\hat{\theta}} \pm \Delta\hat{\theta}, \dots^\circ$	
Односигнальный	$45 \pm 11;$ 144.6 ± 7	79 ± 29
Многосигнальный	$48 \pm 9.5;$ 145 ± 8.5	$52 \pm 3.5;$ 145 ± 4.5

ляющие этого ИРИ превосходили по уровню спектральные составляющие второго ИРИ, то смещение получилось несущественным.

Различие в 4° между точечным и интервальным пеленгованием связано с тем, что число выборок $K = 11$ в многосигнальном режиме было мало. По данным статистического моделирования сходимость к точным значениям достигается при $K \geq 30$.

На рис. 8–11 приведены аналогичные результаты пеленгования для случая, когда один из сигналов существенно мощнее другого. Центральная частота записи фрагмента амплитудного спектра $f_0 = 18.537$ МГц. Сигнал с большей мощностью имитирован лабораторным ИРИ, состоящим из генератора сигналов и передающей антенны, расположенным на азимутальном направлении $150 \dots 152^\circ$. Генератор формировал немодулированное колебание на центральной частоте спектра реального ИРИ. Амплитудный спектр приведен на рис. 8.

При точечном пеленговании в односигнальном режиме (рис. 9, а) наблюдаются две группы оценок:

в частотных отсчетах, в которых присутствует сигнал лабораторного ИРИ, – в области 148° , в остальных СО, в которых его нет, – в области $72 \dots 73^\circ$.

При интервальном пеленговании в этом же режиме сформированы несколько близких оценок азимута, группирующихся вблизи 147° (рис. 9, б). Доминирование сигнала лабораторного ИРИ было значительным, поэтому он внес основной вклад

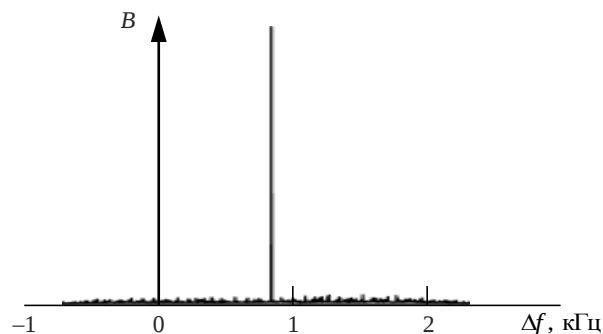


Рис. 8. Анализируемый фрагмент накопленного амплитудного спектра при доминировании одного сигнала
Fig. 8. The analyzed fragment of the accumulated amplitude spectrum with one signal dominated

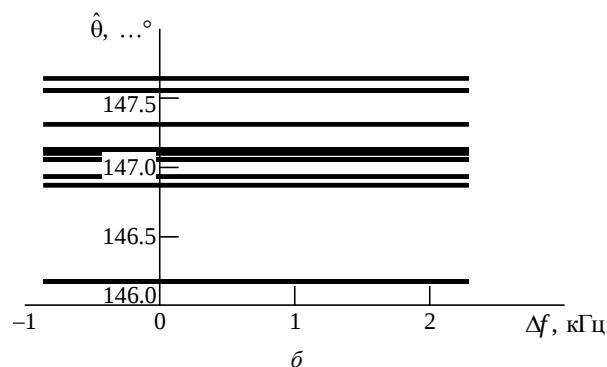
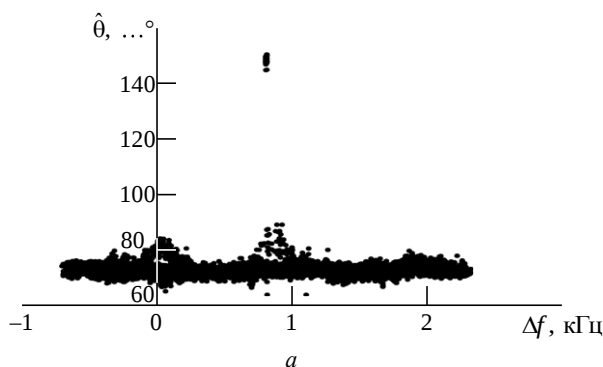


Рис. 9. Частотно-азимутальные диаграммы в односигнальном режиме при доминировании одного сигнала:
а – точечное пеленгование; б – интервальное пеленгование

Fig. 9. Frequency azimuth diagrams in single signal mode with one signal dominated:
а – point direction finding; б – interval direction finding

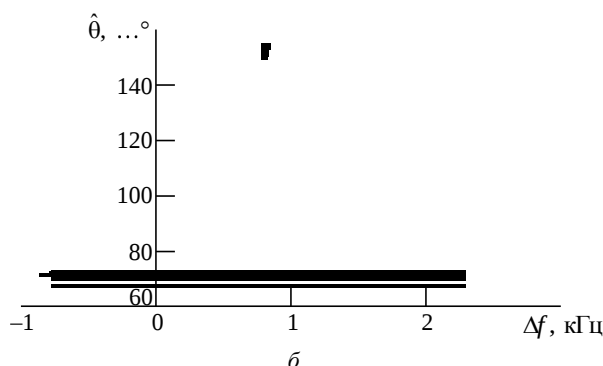
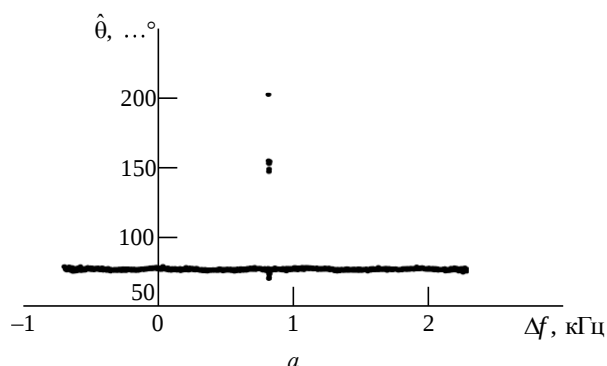


Рис. 10. Частотно-азимутальные диаграммы в многосигнальном режиме при доминировании одного сигнала:
а – точечное пеленгование; б – интервальное пеленгование

Fig. 10. Frequency azimuth diagrams in multi-signal mode with one signal dominated:
а – point direction finding; б – interval direction finding

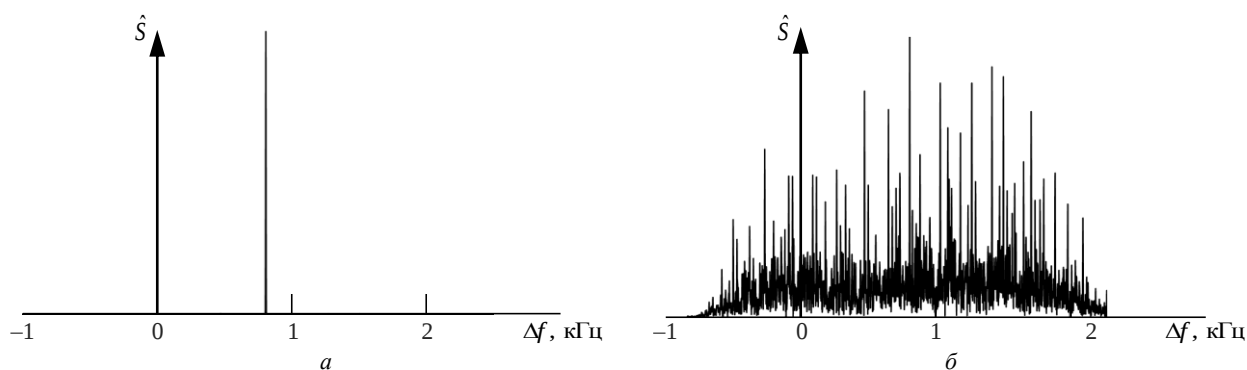


Рис. 11. Накопленные оценки спектров доминирующего источника: *a* – и второго источника; *б* – радиоизлучения
Fig. 11. Cumulative estimates of signal spectra of the dominated source: *a* – and the second source and *б* – of radio emission

в фазовые сдвиги сигналов отдельных антенн, которые используются при интервальном пеленговании в односигнальном режиме.

Частотно-азимутальная панорама при точечном пеленговании в многосигнальном режиме представлена на рис. 10, *a*. При интервальном пеленговании в многосигнальном режиме одновременно сформированы две оценки в областях 150...152° и 72...73° (рис. 10, *б*). Частотная протяженность областей определена по оценкам спектра доминирующего ИРИ (рис. 11, *a*) и второго ИРИ (рис. 11, *б*).

В табл. 2 приведены значения оценок азимута запеленгованных ИРИ. Так как сигнал лабораторного ИРИ был очень сильный и располагался в 100 м от АР, то его азимут был достаточно верно (с точностью до 3°) определен при всех режимах и методах пеленгования. При этом в односигнальном режиме и интервальном пеленговании лабораторный ИРИ полностью маскировал реальный ИРИ, хотя полученная оценка оказалась смещенной на 3° по сравнению с фактическим значением. Смещение обусловлено вкладом реального ИРИ в фазовые сдвиги между антеннами.

Табл. 2. Сформированные оценки азимута источников радиоизлучения при доминировании одного источника

Tabl. 2. Formed estimates of the azimuth of radio sources with one signal dominated

Режим	Пеленгование	
	Точечное	Интервальное
	$\bar{\theta} \pm \Delta\hat{\theta}, \dots^\circ$	
Односигнальный	148 ± 0.8; 72 ± 1.8	147 ± 0.4
Многосигнальный	150 ± 2.5; 72.5 ± 3	151.5 ± 1; 72 ± 1.5

Поскольку перекрытие спектров реального и лабораторного ИРИ было небольшим, то при

точечном пеленговании в односигнальном режиме были сформированы точные несмещенные оценки азимута реального ИРИ. В многосигнальном режиме точность оценок азимута всех ИРИ при интервальном пеленговании выше.

Время обработки записи в многосигнальном режиме в MatLab при интервальном пеленговании составило 0.039 с, а при точечном – 10.537 с. Выигрыш в быстродействии интервального пеленгования относительно точечного составил 270 раз.

Время обработки записи в многосигнальном режиме в MatLab при интервальном пеленговании составило 0.037 с, а при точечном – 4.487 с. Быстродействие интервального пеленгования в 121 раз выше точечного. Основное увеличение времени обработки при точечном пеленговании связано с тем, что одни и те же операции выполнялись при точечном пеленговании для 2400 отсчетов, а при интервальном пеленговании – для 10 выборок в одном интервале.

Закключение и выводы. Из результатов исследования по реальным записям следует:

1. В односигнальном режиме без предварительной проверки наличия одного сигнала целесообразно применять только точечное пеленгование. При отсутствии перекрытия спектров нескольких ИРИ в частотном отсчете формируются несмещенные оценки УК ИРИ. Перекрытие спектральных составляющих нескольких сигналов проявляется на частотно-азимутальной панораме точечного пеленгования: разрывами, дорожками из флуктуирующих оценок, по которым можно заподозрить присутствие сигналов нескольких ИРИ. При интервальном пеленговании флуктуаций оценок азимута может не наблюдаться, если доминирует сильный сигнал одного ИРИ, хотя сами оценки в области перекрытия являются смещенными.

2. *Интервальное пеленгование* в частотной области целесообразно применять только в многосигнальном режиме, так как при этом формируются практически несмещенные оценки всех присутствующих ИРИ в занимаемых ими частотных интервалах.

3. В *многосигнальном режиме* точечное пеленгование проигрывает интервальному по вычислительным затратам, быстрдействию и точности оценок, необходимому объему исходных наблюдаемых данных для обработки.

Таким образом, в односигнальном режиме в условиях априорной неопределенности относительно количества присутствующих сигналов ИРИ следует применять только точечное пеленгование: оценивать УК ИРИ в каждом частотном отсчете, в котором обнаружены сигнальные составляющие, и применять вторичную обработку точечных оценок.

В многосигнальном режиме пеленгования предпочтительнее реализовывать интервальное пеленгование в диапазоне частотных отсчетов, в котором обнаружены сигнальные составляющие. При этом повышается точность оценивания УК нескольких ИРИ, требуется меньший объем наблюдаемых данных и сокращаются вычислительные затраты по сравнению с точечным пеленгованием. Многосигнальный режим с точечным пеленгованием является единственно возможным решением в условиях частичного перекрытия спектров сигналов ИРИ в рассматриваемом интервале, при том, что число сигналов ИРИ в заданном интервале оказывается больше допустимого, которое может быть разрешено АР, а в частотных отсчетах перекрытие спектров соседних сигналов меньше допустимого.

Авторский вклад

Шевченко Майя Евгеньевна – теоретическая разработка методов интервального и точечного пеленгования в многосигнальном режиме.

Малышев Виктор Николаевич – руководство и проведение эксперимента по записи реальных сигналов.

Соколов Сергей Сергеевич – разработка методики сравнения интервального и точечного пеленгования в односигнальном и многосигнальном режимах.

Горовой Андрей Вадимович – разработка программного обеспечения, ввод и обработка записей реальных сигналов в MatLab.

Соловьев Сергей Николаевич – разработка программного обеспечения, ввод и обработка записей реальных сигналов в MatLab.

Стенюков Николай Сергеевич – техническое обеспечение записи реальных сигналов.

В подготовке статьи принимали участие все авторы.

Author's contribution

Maya E. Shevchenko, theoretical development of methods for interval and point shading in multisignal mode.

Viktor N. Malyshev, management and conduct of an experiment on recording real signals.

Sergey S. Sokolov, software development of a method for comparing interval and point bearing in single-and multi-signal modes.

Andrey V. Gorovoy, software development, input and processing of real signal records in MathLab.

Sergey N. Soloviev, software development, input and processing of real signal records in MathLab.

Nikolay S. Stenukov, technical support for recording real signals.

All authors participated in the preparation of the article.

Список литературы

1. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / под ред. А. М. Рембовского. 4-е изд. М.: Горячая линия – Телеком, 2015. 319 с.

2. Radiomonitoring & Radiolocation Catalog. Rohde & Schwarz. 2016. 239 p. URL: https://cdn.rohde-schwarz.com/ru/downloads_45/common_library_45/brochures_and_datasheets_45/Radiomonitoring_and_Radiolocation_Catalog.pdf (дата обращения 21.12.2020)

3. New Direction Finders Cope with Next Generation Signals: Rohde & Schwarz Reference Card. Ver. 1.00. 2019. URL: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/New-direction-finders_fly_en_3609-3842-32_v0100_web.pdf (дата обращения 21.12.2020)

4. Tuncer T. E., Friedlander B. Classical And Modern Direction-Of-Arrival Estimation. NewYork: Elsevier Inc.,

2009. 456 p. URL: https://www.researchgate.net/publication/293668701_Classical_and_Modern_Direction-of-Arrival_Estimation (дата обращения 21.12.2020)

5. Чекаров А. О. Квантильная оценка уровня шума периодограммы Бартлетта для частотного радиомониторинга // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 1. С. 61–66.

6. Чекаров А. О. Квантильная оценка уровня шума периодограммы Бартлетта для частотного радиомониторинга // Информация и космос. 2009, № 3. С. 30–35.

7. Шевченко М. Е., Чекаров А. О. Обнаружение и оценивание параметров источников радиоизлучения в широкой полосе обзора. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2011.

8. Анализ перспективных направлений развития методов оценки угловых координат источников радиоизлучения / А. В. Ашихмин, В. А. Козьмин, В. В. Негроров, Ю. Г. Пастернак, Ю. А. Рембовский // Вестн. Воронежского гос. техн. ун-та. 2009. Т. 5, № 9. С. 47–55.

9. Грешилов А. А., Плехута П. А. Многосигнальная пеленгация на одной частоте как задача разложения сигнала на сумму экспонент // Вестн. МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. "Естественные науки". 2008. № 2. С. 67–77.

10. Грешилов А. А., Назаренко Б. П., Плехута П. А. О пеленгации источников излучений // Вестн. МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. "Естественные науки", 2007. № 3. С. 3–27.

11. 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

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: 10.1109/29.3227

13. Lemma A. N., Van der Veen A. J. Analysis of Joint Angle-Frequency Estimation Using ESPRIT // IEEE Trans. Sig. Proc. 2003. Vol. SP-51, № 5. P. 1264–1283. doi: 10.1109/TSP.2003.810306

14. Strobach P. Total Least Squares Phased Averaging and 3-D ESPRIT for Joint Azimuth-Elevation-Carrier-Estimation // IEEE Trans. Sig. Proc. 2001. Vol. 49, № 1. P. 54–62.

15. Goussetis Wireless Channel Parameter Estimation Algorithms: Recent Advances and Future Challenges / J. Huang, J. Sun, C. Wang, G. // China Communications. 2018. Vol. 15, no. 5. P. 211–228. doi: 10.1109/CC.2018.8387999

16. Шевченко М. Е., Горовой А. В., Соловьев С. Н. Пространственная фильтрация перекрывающихся по спектру сигналов // Вопросы радиоэлектроники. 2019. № 12. С. 27–33. doi: 10.21778/2218-5453-2019-12-27-33

17. Stevanovic I., Skrivervik A., Mosig J. R. Smart Antenna Systems for Mobile Communications: FINAL REPORT // Laboratoire d'Electromagnetisme et d'Acoustique Ecole Polytechnique Federale de Lausanne CH-1015 Lausanne Suisse. 2003. January. https://www.academia.edu/24560455/Smart_Antenna_Systems_for_Mobile_Communications_FINAL_REPORT_ECOLE_POLYTECHNIQUE_FEDERALE_D_E_LAUSANNE (дата обращения 21.12.2020)

Информация об авторах

Шевченко Майя Евгеньевна – кандидат технических наук (1997), доцент (2002) кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 60 научных работ. Сфера научных интересов – прием и обработка радиосигналов; обнаружение, оценивание и пеленгование сигналов, радиомониторинг; цифровая обработка сигналов. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: M_E_Shevchenko@mail.ru, meshevchenko@etu.ru
<http://orcid.org/0000-0001-6873-6354>

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 120 научных работ. Сфера научных интересов – численные методы, СВЧ-техника, антенны, информационные сети, информационная безопасность. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: vnmalyshev@etu.ru

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 85 научных публикаций. Сфера научных интересов – регистрация процессов с двойной стохастичностью, адаптивные методы оценивания параметров сигналов; системная инженерия. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: ssokolov@etu.ru

Горовой Андрей Вадимович – аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), инженер научно-производственного предприятия "Новые технологии телекоммуникаций" (ООО НПП "НТТ"). Сфера научных интересов – обнаружение, оценивание, пространственная фильтрация и пеленгование сигналов, цифровая обработка сигналов.

Адрес: Научно-производственное предприятие "Новые технологии телекоммуникаций" (ООО НПП "НТТ"), ул. Софьи Ковалевской, д. 20, корп. 1, лит. А, Санкт-Петербург, 195256, Россия
E-mail: andrew1295-09@mail.ru

Соловьев Сергей Николаевич – инженер научно-производственного предприятия "Новые технологии телекоммуникаций" (ООО НПП "НТТ"). Сфера научных интересов – обнаружение, оценивание, пространственная фильтрация и пеленгование сигналов, цифровая обработка сигналов.

Адрес: Научно-производственное предприятие "Новые технологии телекоммуникаций" (ООО НПП "НТТ"), ул. Софьи Ковалевской, д. 20, корп. 1, лит. А, Санкт-Петербург, 195256, Россия
E-mail: lilhorde@gmail.com

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

Адрес: АО «НИИ "Вектор"», ул. Кантемировская, д. 10, Санкт-Петербург, 197342, Россия
E-mail: nsten@mail.ru.

References

1. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Kozmin V. A. Radiomonitoring: problems, methods, means. Under the ed. of A. M. Tambovskogo. 4th ed. M.: *Gorajthaj linija*. 2015, 319 p. (In Russ.)
2. Radiomonitoring & Radiolocation Catalog. Rohde & Schwarz. 2016, 239 p. Available at: https://cdn.rohde-schwarz.com/ru/downloads_45/common_library_45/brochures_and_datasheets_45/Radiomonitoring_and_Radiolocation_Catalog.pdf (accessed 21.12.2020)
3. New Direction Finders Cope with Next Generation Signals: Rohde & Schwarz Reference Card. Ver. 1.00. 2019. Available at: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/New-direction-finders_fly_en_3609-3842-32_v0100_web.pdf (accessed 21.12.2020)
4. Tuncer T. E., Friedlander B. Classical And Modern Direction-Of-Arrival Estimation. NewYork: Elsevier Inc., 2009. 456 p. Available at: https://www.researchgate.net/publication/293668701_Classical_and_Modern_Direction-of-Arrival_Estimation (accessed 21.12.2020)
5. Chemarov A. O. Quantile estimation of the noise level of the Bartlett periodogram for frequency radio monitoring. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2009, iss. 1, pp. 61–66. (In Russ.)
6. Chemarov A. O. Quantile estimation of the noise level of the Bartlett periodogram for frequency radio monitoring. Information and space. 2009, no. 3, pp. 30–35. (In Russ.)
7. Shevchenko M. E., Chemarov A. O. Detection and estimation of parameters of radio emission sources in a wide field of view. SPb: Publishing house of *SPbGETU "LETI"*, 2011. (In Russ.)
8. Ashikhmin A. V., Kozmin V. A., Negrobov V. V., Pasternak Yu. G., Rembovsky Yu. A. Analysis of perspective directions of development of methods for estimating angular coordinates of radio emission sources. *Vestn. Voronezhskogo gos. tehn. un-ta*, 2009, vol. 5, no. 9, pp. 47–55. (In Russ.)
9. Greshilov A. A., Plokhuta P. A. Multi-Signal direction finding at one frequency as a problem of signal decomposition by the sum of exponents. *Vestn. MGTU im. N. E. Bauman. Ser. "Natural Sciences"*. 2008, no. 2, pp. 67–77. (In Russ.)
10. Greshilov A. A., Nazarenko B. P., Plahuta P. A. On the direction finding of radiation sources, *Vestn. MGTU im. N. E. Bauman. Ser. "Natural Sciences"*, 2007, no. 3, pp. 3–27. (In Russ.)
11. Shevchenko M. E., Malyshev V. N., Fayzullina D. N. Radio Source Direction Finding in Wide Frequency Band Using Circular Antenna Array. J. of the Russian Universities. Radioelectronics. 2018, no. 6, pp. 30–40. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-6-30-40 (In Russ.)
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: 10.1109/29.3227.
13. Lemma A. N., Van der Veen A. J. Analysis of Joint Angle-Frequency Estimation Using ESPRIT // IEEE Trans. Sig. Proc. 2003. Vol. SP-51, № 5. P. 1264–1283. doi: 10.1109/TSP.2003.810306
14. Strobach P. Total Least Squares Phased Averaging and 3-D ESPRIT for Joint Azimuth-Elevation-Carrier-Estimation. // IEEE Trans. Sig. Proc. 2001, vol. 49, no. 1, pp. 54–62.
15. Huang J., Sun J., Wang C., Goussetis G. Wireless Channel Parameter Estimation Algorithms: Recent Advances and Future Challenges. China Communications. 2018. Vol. 15, no. 5, pp. 211–228. doi: 10.1109/CC.2018.8387999
16. Shevchenko M. E., Gorovoy A. V., Solov'ev S. N. Spatial filtering of signals overlapping in the spectrum. *Voprosy radioelektroniki*. 2019, no. 12, pp. 27–33. doi: 10.21778/2218-5453-2019-12-27-33. (In Russ.)

17. Stevanovic I., Skrivervik A., Mosig J. R. Smart Antenna Systems for Mobile Communications: FINAL REPORT. Laboratoire d'Electromagnetisme et d'Acoustique Ecole Polytechnique Federale de Lausanne CH-1015 Lausanne Suisse. 2003.

January Available at: https://www.academia.edu/24560455/Smart_Antenna_Systems_for_Mobile_Communications_FINAL_REPORT_ECOLE_POLYTECHNIQUE_FEDERALE_DE_LAUSANNE (accessed 21.12.2020)

Information about the authors

Maya E. Shevchenko, Cand. Sci. (Eng.) (1997), Associate Professor (2002) of the Department of Radio Electronics Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 60 scientific publications. Area of expertise: radio signals reserving and processing; frequency radio monitoring; digital signal processing. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: m_e_shevchenko@mail.ru, meshevchenko@etu.ru
<http://orcid.org/0000-0001-6873-6354>

Victor N. Malyshev, Dr. Sci. (Eng.) (2000), Professor (2004), the Dean of faculty of Radio Equipment and Telecommunications of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 120 scientific publications. Area of expertise: numerical methods; microwave engineering; antennas; information networks; information security. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: vnmalyshev@etu.ru

Sergey S. Sokolov, Dr. Sci. (Eng.) (1996), Professor (1998), Professor of the Department of microradioelectronics and radio equipment technology of the V. I. Ulyanov (Lenin) Saint Petersburg state electrotechnical University "LETI". Author of 85 scientific publications. Area of expertise: registration of processes with double stochasticity, adaptive methods for estimating signal parameters, system engineering. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: sssokolov@etu.ru

Andrey V. Gorovoy, Post-graduate student Saint Petersburg State Electrotechnical University "LETI" named after V. I. Ulyanov (Lenin) (SPbGETU), engineer research and Production enterprise "New technologies of Telecommunications" (LLC NPP "NTT"). Area of expertise: detection, estimation, spatial filtering and bearing of signals, digital signal processing. Address: Research and Production enterprise "New technologies of Telecommunications" (LLC NPP "NTT"), 20 Sofya Kovalevskaya St., buil. 1, lit. A, St Petersburg 195256, Russia
E-mail: andrew1295-09@mail.ru

Sergey N. Soloviev, Engineer, research and Production enterprise "New technologies of Telecommunications" (LLC NPP "NTT"). Area of expertise: detection, estimation, spatial filtering and direction finding of signals, digital signal processing. Address: Research and Production enterprise "New technologies of Telecommunications" (LLC NPP "NTT"), 20 Sofya Kovalevskaya St., buil. 1, lit. A, St Petersburg 195256, Russia
E-mail: lilhorde@gmail.com

Nikolay S. Stenukov, Cand. Sci. (Eng.) (1974), Leading Researcher Joint-Stock Company "NII "Vektor"". Area of expertise: digital signal processing in radiomonitoring. Address: JSC Company "Vector", 10 Kantemirovskaya St., St Petersburg 197342, Russia
E-mail: nsten@mail.ru

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.96

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58>

Характеристики обнаружения параметрического метода обработки сигналов в неэквидистантной антенной решетке транспортируемой декаметровый радиолокационной станции

В. М. Кутузов¹, М. А. Овчинников^{1✉}, Е. А. Виноградов²

¹ Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

² Левенский католический университет, Левен, Бельгия

✉ mixovchinnikov@list.ru

Аннотация

Введение. Рассматривается возможность применения модифицированных параметрических методов пространственной обработки сигналов в неэквидистантной антенной решетке (НЭАР) приемной позиции транспортируемой загоризонтной (ЗГ) радиолокационной станции (РЛС) декаметрового (ДКМ) диапазона, предназначенной для всепогодного дистанционного мониторинга шельфовой зоны. При оперативном развертывании ДКМ РЛС на неподготовленном побережье часто возникают проблемы эквидистантного расположения антенных элементов (АЭ). В случае неэквидистантного расположения АЭ при согласованной пространственной обработке в диаграмме направленности (ДН) возникают интерференционные боковые лепестки, уровень которых может существенно превышать допустимый или расчетный для эквидистантной АР. Известной альтернативой согласованной обработке являются параметрические методы спектрального анализа, основанные на применении моделей с конечным числом параметров, однако их прямое применение требует эквидистантной выборки пространственного сигнала.

Цель работы. Целью исследований является разработка и анализ метода параметрической обработки пространственных сигналов НЭАР, АЭ которой расположены на линии со случайным шагом в пределах от $\lambda/2$ до нескольких λ , где λ – длина волны ДКМ РЛС.

Материалы и методы. При построении характеристик обнаружения (ХО) использовалось компьютерное моделирование в среде MatLab, достоверность которого подтверждалась построением известных и теоретически рассчитанных ХО.

Результаты. Разработан метод, включающий в себя процедуру восстановления (синтезирования) искусственного сигнала эквидистантной АР с последующим применением параметрического алгоритма Берга для получения оценки углового спектра пространственных частот. Для доказательства применимости параметрического метода обработки сигналов НЭАР в задаче обнаружения локационных сигналов были получены ХО, которые сравнивались с оптимальными.

Заключение. Полученные результаты доказали субоптимальность параметрического метода обработки сигналов в НЭАР при случайном шаге расположения АЭ в пределах от $\lambda/2$ до 3λ , что позволяет рекомендовать его для применения в транспортируемых ДКМ РЛС.

Ключевые слова: загоризонтная радиолокация, декаметровый диапазон, неэквидистантная антенная решетка, параметрические методы, пространственная обработка сигналов, диаграмма направленности, спектр пространственных частот, характеристики обнаружения

Для цитирования: Кутузов В. М., Овчинников М. А., Виноградов Е. А. Характеристики обнаружения параметрического метода обработки сигналов в неэквидистантной антенной решетке транспортируемой декаметровый радиолокационной станции // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 6. С. 43–58. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 16.10.2020; принята к публикации после рецензирования 20.11.2020; опубликована онлайн 29.12.2020



Detection Characteristics of the Parametric Method of Signal Processing in a Sparse Antenna Array of a Transportable Decameter Range Radar

Vladimir M. Kutuzov¹, Mihail A. Ovchinnikov^{1✉}, Evgenij A. Vinogradov²

¹Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

² KU Leuven, Leuven, Belgium

✉ mixovchinnikov@list.ru

Abstract

Introduction. The possibility of application of modified parametric methods of spatial signal processing in a sparse antenna array (SEAA) of the receiving position of transportable over-the-horizon decameter range radar (DRR) intended for all-weather remote monitoring of the shelf zone is considered in this paper. With an operational deployment of DRR on unprepared coast, problems of the equidistant location of antenna elements (AEs) often arise. In the case of nonequidistant AEs location and matched spatial processing, antenna pattern has interference sidelobes, which level can significantly exceed the allowable or calculated one for an equidistant AA. A well-known alternative to matched processing are parametric methods of spectral analysis based on the using of models with a finite number of parameters, but their direct application requires an equidistant sampling of the spatial signal.

Aim. The aim of the research is to develop and analyze the method of parametric processing of spatial signals of the SEAA which AEs are located on the line with a random step in the range from $\lambda/2$ to several λ , where λ is the DRR wavelength.

Materials and methods. To construct the detection characteristics (DC) computer modeling in the MatLab environment, the reliability of which was confirmed by the construction of known and theoretically calculated DC, was used.

Results. The developed method includes a procedure of restoring (synthesizing) of artificial signal of equidistant AA with subsequent application of Burg parametric algorithm to obtain an estimate of the angular spatial frequency spectrum. To prove the applicability of the parametric method of SEAA signals processing in the case of location signals detecting, DC were obtained and compared with optimal ones.

Conclusions. The obtained results have proved the suboptimality of the parametric method of SEAA signal processing at the random AEs spacing step lying in the range from $\lambda/2$ to 3λ , what makes it possible to recommend it for using in transportable DRRs.

Keywords: over-the-horizon radiolocation, decameter range, sparse antenna array, parametric methods, spatial signal processing, antenna pattern, spatial frequency spectrum, detection characteristics

For citation: Kutuzov V. M., Ovchinnikov M. A., Vinogradov E. A. Detection Characteristics of the Parametric Method of Signal Processing in a Sparse Antenna Array of a Transportable Decameter Range Radar. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 6, pp. 43–58. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-43-58

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 16.10.2020; accepted 20.11.2020; published online 29.12.2020

Введение. Теория и практика применения транспортируемых и стационарных ЗГ РЛС ДКМ-диапазона радиоволн описаны в целом ряде работ [1–8] и доступны в интернет-ресурсах¹. Одной из проблем при оперативном развертывании береговых передислоцируемых многопозиционных

ДКМ РЛС или их приемных позиций является размещение полотна приемной АР на неподготовленной береговой линии [8]. В этом случае часто не представляется возможным эквидистантное расположение на прямой линии АЭ приемной АР. Неэквидистантное расположение АЭ делает непри-

¹ <https://web.archive.org/web/20131030200208/http://niidar.ru/item33/>
http://www.codar.com/SeaSonde_Remote-Unit.shtml

http://wera.cen.uni-hamburg.de/WERA_Guide/WERA_Guide.shtml

годной традиционную согласованную обработку сигналов в АР из-за возникновения повышенных интерференционных боковых лепестков (БЛ). Компромиссным решением является разбиение полотна АР на отдельные сегменты разного размера, но с эквидистантным расположением АЭ внутри сегментов [9]. При этом результирующая ДН формируется как некогерентная сумма ДН отдельных сегментов. Это приводит к естественному расширению главного лепестка ДН и ухудшению разрешающей способности, поэтому для повышения углового разрешения в отдельных сегментах используются параметрические алгоритмы с повышенным разрешением [10]. Тем не менее, такое решение не всегда позволяет получить потенциально возможные показатели качества работы РЛС, к которым относятся характеристики обнаружения, точности, помехоустойчивости и углового разрешения [11–13].

Спецификой применения ДКМ-диапазона волн в радиолокации является нестационарность внешнего шумового фона, существенно превышающего собственные шумы приемной аппаратуры [3]. Поэтому к алгоритмам обработки сигналов в ДКМ РЛС предъявляются требования обеспечения постоянного уровня ложных тревог, не зависящего от мощности внешнего шума, действующего на приемную АР [8].

Целью исследований, описываемых в данной статье, являются разработка алгоритма пространственной обработки сигналов в линейной НЭАР, основанного на искусственном восстановлении (синтезе) принимаемого пространственного сигнала в пределах апертуры виртуальной эквидистантной АР с последующим вычислением ДН с помощью параметрических методов, в основе которых лежат математические модели авторегрессии с конечным числом варьируемых параметров [10]. Основной задачей исследований является анализ ХО разработанного параметрического алгоритма пространственной обработки, играющих роль показателей качества в приложении к приемной АР ДКМ РЛС. Результаты сравниваются с эквивалентной по числу АЭ эквидистантной АР с шагом $d = \lambda/2$, где λ – длина волны несущего колебания РЛС. В качестве базы для сравнительного анализа ХО выбран традиционный алгоритм на

основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ), используемый для многолепесткового формирования ДН в фазированных АР. Заметим, что ДПФ в этом случае реализует согласованную пространственную обработку в базисе пространственных частот $U = \pi \sin(\theta)$, где θ – азимутальный угол, а при единственном сигнале и нормально распределенном дельта-коррелированном по АЭ аддитивном шуме становится оптимальным алгоритмом в задаче обнаружения сигнала и асимптотически оптимальным в задаче оценивания его углового параметра θ . Полученные характеристики для НЭАР сравниваются с аналогичными характеристиками параметрического авторегрессионного алгоритма, применяемого для пространственной обработки в линейной эквидистантной АР. Известно, что параметрические алгоритмы, основанные на моделях авторегрессии, в этом случае могут быть субоптимальными в широком диапазоне значений числа АЭ M и обеспечивать постоянную частоту ложной тревоги [8].

Формулировка задачи. Рассмотрим линейную АР, состоящую из M ненаправленных в азимутальной плоскости АЭ. Предположим шаг АР d_m случайным и равномерно распределенным на интервале от $d_m = \lambda/2$ до $d_m = N\lambda/2$, где $N \geq 1$, тогда среднее значение шага НЭАР $d_{cp} = (N+1)\lambda/4$, а средняя длина апертуры $A_M = (M-1)(N+1)\lambda/4$. При длине волны ДКМ РЛС $\lambda = 20$ м и числе АЭ $M = 16$ варьирование шага с коэффициентом 4 приведет к увеличению реальной апертуры АР с 150 м в эквидистантном случае до 375 м в среднем для НЭАР, что неизбежно вызовет появление интерференционных БЛ и сужение главного лепестка ДН в среднем в 2.5 раза.

Принимаемые сигналы будем считать узкополосными в пространственно-временном смысле, что позволяет независимо рассматривать и самостоятельно, в любой последовательности, реализовывать временную и пространственную составляющие обработки локационных сигналов². Будем также считать источник вторичного излучения отраженного сигнала достаточно удаленным от приемной позиции, что позволяет полагать фронт падающей волны плоским.

² Кутузов В. М., Коновалов А. А., Михайлов В. Н. Морская радиолокация. Конспект лекций / под ред. В. М. Кутузова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. 146 с.

Характеристики направленности разрабатываемого и сравниваемого алгоритмов будем рассматривать как множитель АР в азимутальной полуплоскости углов $\theta = \pm 90^\circ$, что при ненаправленных АЭ соответствует ее ДН. В качестве переменной при построении ДН возьмем пространственную частоту U , определяемую как [9]

$$U = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta). \quad (1)$$

При постоянном шаге АР $d = \lambda/2$ пространственная частота $U = \pi \sin(\theta)$ может изменяться в пределах интервала $U = \pm \pi$ рад, что упрощает и делает удобным для получения ДН применение цифровых алгоритмов спектрального оценивания, например ДПФ. При этом переменные U и θ однозначно связаны в пределах передней полуплоскости азимутальных углов $\theta = \pm 90^\circ$.

Совместим линию апертуры АР с осью X , а первый АЭ ($m = 1$) с началом декартовой системы координат XOY (рис. 1). Расстояние между соседними АЭ обозначим как d_m , а координату точки m на оси X как

$$x_m = \sum_{i=1}^{m-1} d_{i-1}, \quad d_0 = 0. \quad (2)$$

Рассмотрим вначале эквидистантную АР, элементы которой расположены на оси x с шагом $d = \lambda/2$. Входной полезный сигнал m -го АЭ в части, касающейся пространственной обработки, запишем в виде

$$V(m) = A_0 e^{-j[(m-1)U + \varphi_0]}, \quad (3)$$

где A_0 – амплитуда принимаемого сигнала; φ_0 – случайная начальная фаза, равномерно распределенная на интервале $\varphi_0 \in [-\pi, \pi]$. С целью упрощения последующих выкладок положим в (3) $A_0 = 1$. Для получения характеристик направленности воспользуемся традиционной согласованной пространственной обработкой сигналов в АР, оптимальной при обнаружении одиночного сигнала с неизвестными равновероятными на интервале $[-\pi, \pi]$ начальной фазой φ_0 и пространственной частотой U . Тогда ДН эквидистантной АР может быть получена из соотношения

$$S_3(U) = \sum_{m=1}^M V(m) V_0^*(m), \quad (4)$$

где $V_0^*(m) = e^{j(m-1)U_0}$ – комплексно-сопряженная копия полезного сигнала $V(m)$, отличающаяся от последнего несущественным фазовым множителем $e^{-j\varphi_0}$ и параметром $U_0 = \pi \sin(\theta_0)$, характеризующим отклонение луча ДН в определенном направлении θ_0 . Несложно показать, что при отсутствии шумов приемных каналов ДН эквидистантной АР суммирующего типа $S_3(U)$ в базисе пространственных частот U вида (1) при изотропных излучателях и падении волны под углом θ_0 с точностью до несущественного фазового сомножителя описывается функцией вида [2]

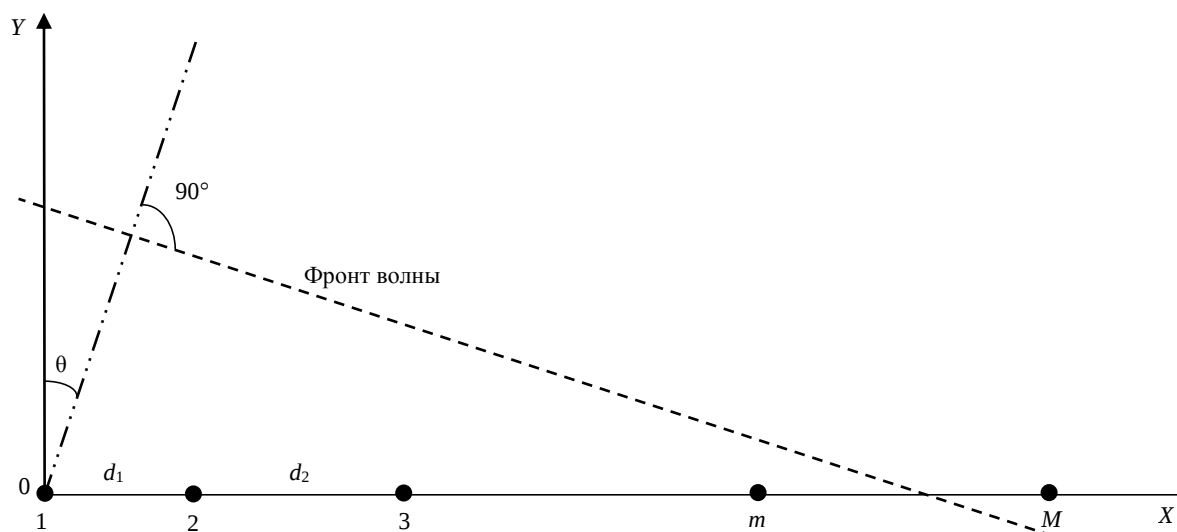


Рис. 1. Геометрические соотношения НЭАР
Fig. 1. Geometric relations of SEAA

$$S_3(U) = \sum_{m=1}^M e^{-j(m-1)(U-U_0)} = M \frac{\sin[M(U-U_0)/2]}{\sin[(U-U_0)/2]} \approx M \frac{\sin[M(U-U_0)/2]}{(U-U_0)/2}. \quad (5)$$

Пример модуля ДН $|S_3(U)|$ вида (5), представляющей собой, по сути, амплитудный спектр пространственных частот, приведен на рис. 2 (штрихи) для АР с $M = 16$ при нормальном падении волны ($\theta_0 = 0^\circ$). При отклонении луча ДН на угол θ_0 угловой спектр пространственных частот отклонится на $U_0 = \pi \sin(\theta_0)$, а его главный лепесток можно рассматривать как фильтр пространственных частот с соответствующей полосой $\Delta U = 2\pi/M$. Следовательно, для организации многоканального обзора пространства по углу в линейных АР могут применяться алгоритмы спектрального анализа [14]. Заметим, что для эквидистантных АР именно алгоритм ДПФ соответствует согласованной пространственной обработке сигналов, оптимальной в случае обнаружения одиночного сигнала и оценивания его угловых параметров на фоне нормального дельта-коррелированного шума [15].

Для построения ДН НЭАР также воспользуемся согласованной пространственной обработкой, оптимальной при обнаружении одиночного сигнала с неизвестными равновероятными на ин-

тервале $[-\pi, \pi]$ начальной фазой φ_0 и пространственной частотой U . Тогда для ДН НЭАР, как и для $S_3(U)$ в виде (4), справедливо соотношение

$$S_{\text{НЭ}}(U) = \sum_{m=1}^M V(m)V_0^*(m), \quad \text{где } V_0^*(m) - \text{комплексно-сопряженная копия полезного сигнала } V(m),$$

отличающаяся от полезного несущественным фазовым множителем $e^{-j\varphi_0}$ и параметром $U_0 = \pi \sin(\theta_0)$, характеризующим отклонение луча ДН в направлении θ_0 . Запишем произведение полезного и опорного сигналов с учетом (2) и допущения $A_0 = 1$:

$$V(m)V_0^*(m) = e^{-j[x_m(U-U_0)+\varphi_0]} = e^{-j\varphi_0} e^{-j \sum_{i=1}^{m-1} d_{i-1}(U-U_0)}, \quad (6)$$

где U_0 – пространственная частота, на которую настроен опорный сигнал пространственного коррелятора. Подставив (6) в (4) и опустив несущественный фазовый множитель со случайной начальной фазой φ_0 получим

$$S_{\text{НЭ}}(U) = \sum_{m=1}^M e^{-j \sum_{i=1}^{m-1} d_{i-1}(U-U_0)}. \quad (7)$$

Поскольку АЭ НЭАР располагаются со случайным шагом $d_m \geq \lambda/2$ и, как правило,

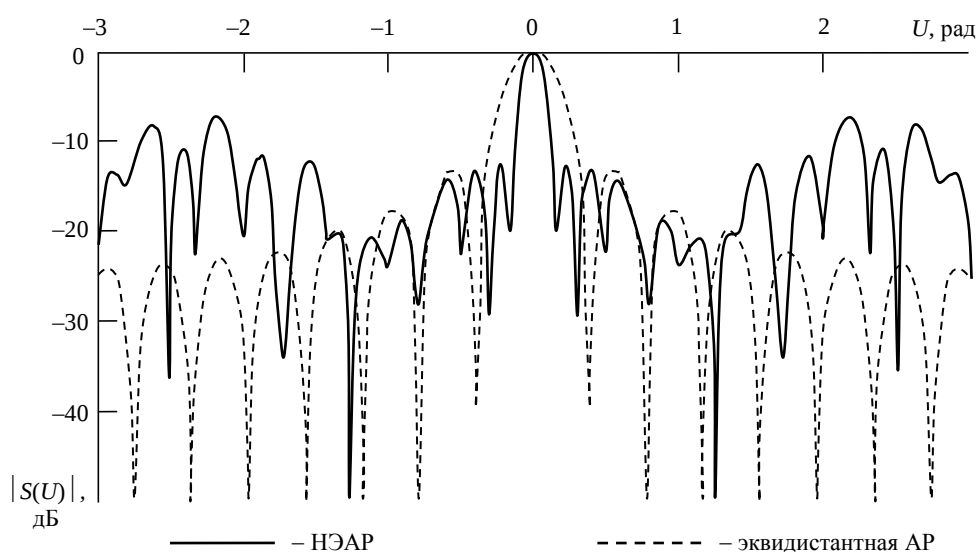


Рис. 2. Характеристики направленности НЭАР
Fig. 2. Directional characteristics of SEAA

$d_m \neq d_{m \pm n}$ при любом $n \neq 0$, нарушается условие пространственной дискретизации теоремы отсчетов Котельникова и в результирующей ДН появляются интерференционные БЛ, которые при неблагоприятных условиях могут достигать неприемлемого уровня, значительно превышающего допустимый.

На рис. 2 (сплошная линия) приведен пример модуля ДН НЭАР $|S_{\text{НЭ}}(U)|$ с $M = 16$ и случайным шагом d_m , равномерно распределенным на интервале от $d_{\min} = \lambda/2$ до $d_{\max} = 2\lambda$ при нормальном падении волны ($\theta_0 = 0^\circ$). Как видно из рис. 2, главный лепесток ДН стал существенно уже, однако уровень интерференционных БЛ модуля ДН относительно главного лепестка в данном примере составляет 5.5 дБ, в то время как у аналогичной эквидистантной АР первый максимальный БЛ равен 13 дБ (рис. 2, штрихи), причем, в отличие от НЭАР, его легко снизить за счет весовой обработки [10].

Основные соотношения. Если ДН АР $S(U)$ была получена как спектральное преобразование Фурье пространственного сигнала $V(m)$ вида (3), то при сохранении когерентности пространственно-временной обработки из комплексной $S(U)$ обратным спектральным преобразованием Фурье можно восстановить распределение пространственного сигнала $V(x)$ вдоль раскрытия АР, где x – пространственная координата вдоль оси X (рис. 1). Другими словами, $V(x)$ и $S(U)$ однозначно связаны прямым и обратным преобразованиями Фурье. В случае эквидистантной АР с шагом $d = \lambda/2$ дискретный пространственный сигнал $V(m)$ и дискретный угловой спектр $S(l)$, полученный из $S(U)$ дискретизацией с шагом $\Delta U = 2\pi/M$, связаны прямым и обратным ДПФ размерностью M : $m \in [1, M]$ и $l \in [1, M]$. Таким образом, для эквидистантной АР можно записать пару прямого и обратного ДПФ [10]

$$\begin{cases} S(l) = \sum_{m=0}^{M-1} V(m) e^{-j \frac{2\pi m l}{M}}; \\ V(m) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} S(l) e^{j \frac{2\pi m l}{M}}. \end{cases} \quad (8)$$

Воспользуемся этим свойством и выполним обратное преобразование Фурье от $S_{\text{НЭ}}(U)$, про-

ведя дискретизацию углового спектра, как и в случае с эквидистантной АР, с шагом $\Delta U = 2\pi/L$, расширив таким образом размерность частотного ряда $U(l) = l\Delta U$ до $L > M$. В соответствии с парой прямого и обратного ДПФ (8) размерность восстановленного пространственного сигнала $\tilde{V}(m)$ также увеличится до L , при этом его шаг дискретизации будет эквидистантным и равным $d = \lambda/2$:

$$\tilde{V}(m) = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{L-1} S(l) e^{j \frac{2\pi m l}{L}}. \quad (9)$$

Выполнив прямое ДПФ от $\tilde{V}(m)$ вида (9), должны получить исходную ДН $S_{\text{НЭ}}(l)$. Незначительные отклонения могут возникать, если в реальной апертуре НЭАР длиной x_M будет укладываться нецелое число полувольт или шагов дискретизации $d = \lambda/2$. Тогда размер искусственно восстановленной апертуры, равной $L\lambda/2$, будет несколько меньше реальной АР на величину $\Delta x = x_M - L\lambda/2$. Как показало статистическое моделирование с использованием компьютерной модели, погрешность при $M = 16$ и случайном шаге $d_m \in [\lambda/2; 2\lambda]$ не превышает 3 %.

Естественно, повторное выполнение прямого ДПФ не имеет смысла, поскольку приводит к ДН практически с тем же уровнем БЛ, что и у исходной ДН. В то же время известно, что методы спектрального оценивания, использующие для описания анализируемого сигнала $V(m)$ математические модели с конечным числом варьируемых параметров, не имеют БЛ в традиционном понимаемом смысле [8, 10, 14, 15]. Эти алгоритмы могут иметь побочные максимумы, обусловленные наличием аддитивного шума, но, в отличие от БЛ обычной ДН, они располагаются на частотной оси в произвольных точках и имеют различный относительный уровень [14]. И то, и другое не совпадает на разных периодах зондирования, поэтому можно говорить о нестационарном характере побочных максимумов спектральных оценок параметрических алгоритмов. Их число определяется порядком уравнений математической модели, выбранной для описания принимаемого сигнала АР, а относительный средний уровень зависит от отношения сигнал/шум (ОСШ) на входе алгоритма $q_{\text{вх}}$ [10]. Следует отметить, что многие параметрические методы спектральной обработки сигналов

включают в себя процедуры определения порядков используемых моделей, что исключает появление "лишних" или "шумовых", не обусловленных полезными сигналами максимумов. Кроме того, "шумовые" максимумы хорошо фильтруются в устройствах траекторной обработки сигналов ДКМ РЛС [17].

Кроме сопутствующих шумов появление побочных максимумов может вызвать неадекватность выбранной модели реальной совокупности сигналов, поступающих на вход параметрического алгоритма. Это означает, что модель должна быть способна порождать и адекватно отображать всю совокупность возможных сигнальных комбинаций на входе АР. Нарушение условия адекватности приводит к неудовлетворительной работе алгоритма при обнаружении, оценке параметров и разрешении локационных сигналов. Многообразие сигнальных и помеховых ситуаций, возникающих в реальной радиолокационной практике, побуждает при выборе параметрических алгоритмов, альтернативных ортогональному преобразованию Фурье, использовать априорную информацию об условиях применения конкретных радиолокационных средств и решаемых ими радиолокационных задачах.

В настоящей статье из достаточно обширного ряда параметрических методов спектрального анализа рассматривается метод Берга, известный также как алгоритм гармонического среднего [10] или метод прямого и обратного линейного предсказания [18]. Он относится к методам, основанным на авторегрессионных моделях, в которых для описания анализируемого сигнала используются дифференциальные (для непрерывного сигнала) или разностные (при дискретном сигнале) уравнения авторегрессии конечного порядка. Последнее для эквидистантной АР с восстановленным сигналом $\tilde{V}(m)$ имеет вид [8]

$$\tilde{V}(m) + a_1 \tilde{V}(m-1) + \dots + a_K \tilde{V}(m-K) = 0, \quad (10)$$

где a_k – параметры авторегрессионной модели, определяемые в общем случае путем решения известного уравнения Юла–Уолкера [10], основанного на оценке автокорреляционной функции или матрицы сигнала $\tilde{V}(m)$ при $m \in [1, L]$. Критерием при вычислении a_k является минимизация ошибки отклонения предсказанного ав-

торегрессионной моделью сигнала $\hat{V}(m)$ от исходного сигнала $\tilde{V}(m)$

$$\sigma^2 = \sum_{m=1}^L |\tilde{V}(m) - \hat{V}(m)|^2, \quad (11)$$

где предсказанное значение сигнала $\hat{V}(m)$ находится из разностного уравнения (10)

$$\hat{V}(m) = - \sum_{k=1}^K a_k \tilde{V}(m-k). \quad (12)$$

Подставив (12) в (11) и найдя параметры a_k , где $k \in [1, K]$, можно оценить спектральную плотность мощности (СПМ) по методу Берга $|S_B(U)|^2$ в базисе пространственных частот U :

$$|S_B(U)|^2 = \frac{P_K}{\left| 1 + \sum_{k=1}^K a_k \exp\{-jUk\} \right|^2}, \quad (13)$$

где P_K – суммарная мощность ошибки предсказания, полученная на основе (11) для модели порядка K при предсказании в прямом и обратном направлениях (убывания и нарастания дискретной переменной m). Для решения локационных задач обнаружения, измерения и разрешения сосредоточенных по частотному параметру U сигналов удобнее пользоваться представлением СПМ через комплексные полюсы авторегрессионной модели $Z_k = |Z_k| e^{j \arg\{Z_k\}}$, являющиеся корнями характеристического уравнения в знаменателе выражения (13) [8, 15]:

$$|S_B(U)|^2 = \frac{P_K}{\left| \prod_{k=1}^K (z - Z_k) \right|^2}, \quad (14)$$

где переменная z – известное преобразование вида $z = e^{jU}$. Это объясняется тем, что полюсы модели, лежащие внутри единичной окружности, имеют тем большие модули, чем выше ОСШ $q_{\text{вх}}$ соответствующего полюсу сигнала. Именно в точках $U_k = \arg\{Z_k\}$ наблюдаются минимумы в знаменателе СПМ $|S_B(U)|^2$ (13) и (14) и, соответственно, максимумы в самой оценке СПМ. Полюсы модели, не обусловленные сигналами,

имеют, как правило, меньшие модули и случайно флуктуирующие по угловой частоте U аргументы. При единственном сигнале с ОСШ $q_{\text{вх}} \rightarrow \infty$ модуль $|Z_1| \rightarrow 1$, остальные $|Z_k| \rightarrow 0$, а СПМ $|S_{\text{В}}(U)|^2 \rightarrow \infty$ в точке $U = \arg\{Z_1\}$, т. е. СПМ ведет себя как дельта-функция Дирака. Отсюда следует возможность использовать простые рабочие статистики: для оценки параметров сигналов $\hat{U}_k$ в АР в виде [8]

$$\hat{U}_k = \arg\{Z_k\} \quad (15)$$

и, соответственно, для сравнения с порогом в задаче обнаружения

$$|S_{\text{В}}(\hat{U}_k)|^2 = \frac{P_K}{\left|1 + \sum_{k=1}^K a_k \exp\{-j \arg\{Z_k\} k\}\right|^2} \geq \gamma, \quad (16)$$

где γ – порог обнаружения.

Выбор в качестве объекта исследований метода Берга обусловлен тем, что этот алгоритм хорошо изучен и доступен в таких стандартных приложениях, как MatLab, является субоптимальным в задаче обнаружения и измерения параметров сигналов при небольших длинах выборки ($M \leq 128$) [8, 15], компактен с точки зрения вычислительных затрат [10], что является значимым преимуществом при обработке локационных сигналов в реальном масштабе времени. Кроме того, мощность ошибки предсказания P_K при выполнении условия адекватности модели авторегрессии является достоверной оценкой мощности входного шума, поэтому простое нормирование СПМ вида (16) к P_K обеспечивает постоянную частоту ложных тревог $F = \text{const}$, одновременно упрощая нормированную рабочую статистику в задаче обнаружения:

$$|S_{\text{Вн}}(\hat{U}_k)|^2 = \frac{1}{\left|1 + \sum_{k=1}^K a_k \exp\{-j \arg\{Z_k\} k\}\right|^2} \geq \gamma_{\text{н}}, \quad (17)$$

где $\gamma_{\text{н}} = \gamma/P_K$ – нормированный порог обнаружения.

Известно, что основным достоинством методов на основе авторегрессионных моделей является повышенное статистическое разрешение – обнаружение при приеме двух и более сигналов,

существенно превышающее стандартный рэлеевский предел классического ДПФ. Это обеспечивает их высокую помехоустойчивость к мощным пассивным помехам, в том числе поступающим в пределах главного лепестка ДН [12].

На рис. 3 приведены примеры характеристик направленности НЭАР с равномерно распределенным случайным шагом $d_m \in [\lambda/2; 2\lambda]$ и числом АЭ $M = 16$ при нормальном падении фронта волны ($\theta_0 = 0^\circ$) в формате угловых спектров, полученных при входном ОСШ $q_{\text{вх}} = 3$ дБ с помощью ДПФ (пунктир) и метода Берга при порядках модели $K = 2$ (штрихпунктир), $K = 4$ (штрихи) и $K = 6$ (сплошная линия). Как видно из графиков, в спектральной оценке по методу Берга в зависимости от порядка модели K присутствует один или несколько побочных максимумов, не обусловленных присутствием полезного сигнала, их уровень соизмерим с интерференционными БЛ ДПФ. Увеличение порядка модели приводит к естественному увеличению числа побочных максимумов, нерегулярно располагающихся на частотной оси, однако их уровень становится ниже уровня БЛ ДПФ. Главный максимум, обусловленный полезным сигналом, при увеличении порядка модели становится более острым, что свидетельствует о более высоком рэлеевском разрешении по частотному параметру.

На рис. 4 представлены характеристики направленности НЭАР, полученные методом Берга при изменении ОСШ от 0 до 10 дБ для фиксированного порядка модели $K = 6$.

Очевидно, что при росте ОСШ побочные максимумы существенно снижаются и обостряется главный максимум. Заметим, что порядок модели в данном случае определяет максимальное число независимо обнаруживаемых сигналов с плоским фронтом. В методе Берга, как и во многих параметрических методах спектрального оценивания, предусмотрена возможность оценивания порядка модели K , приводя его в соответствие с количеством обнаруживаемых сигналов с плоскими фронтами (спектрально сосредоточенных или узкополосных по угловой координате U) [10, 18].

Представляет интерес сравнение характеристик направленности НЭАР с разработанным алгоритмом обработки сигналов и эквидистантной АР с традиционной и параметрической обработкой сигналов. На рис. 5 представлены спектры пространственных частот рассматриваемой НЭАР

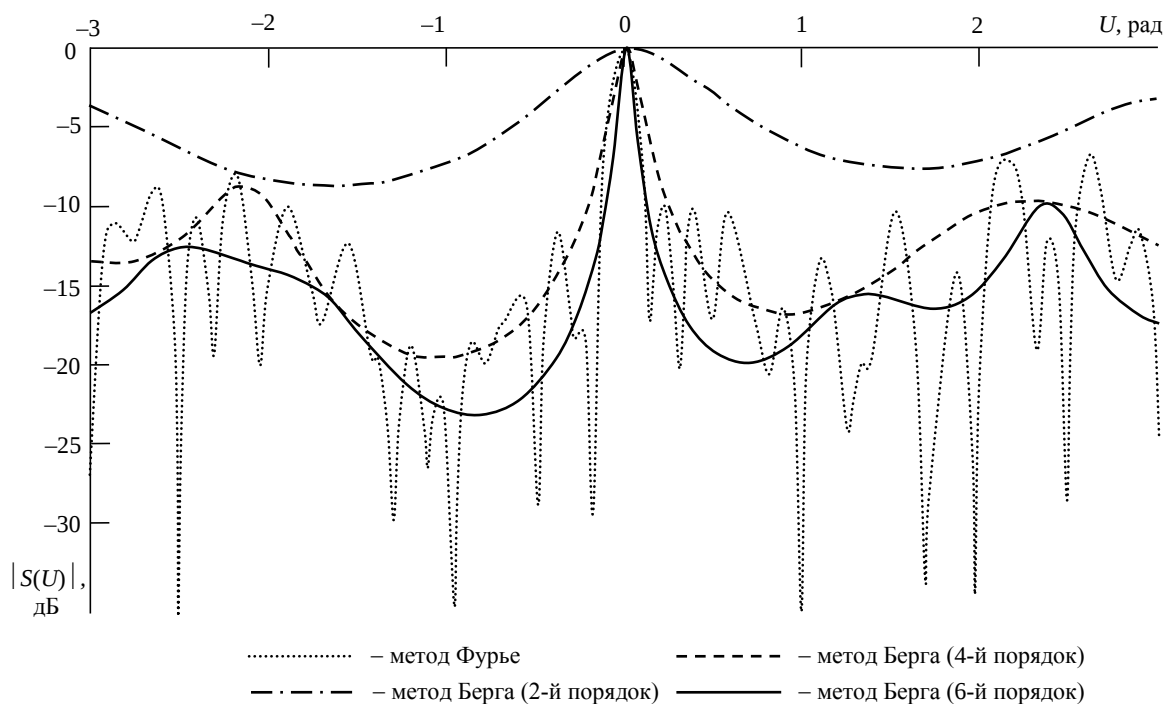


Рис. 3. Характеристики направленности НЭАР при различном порядке модели
Fig. 3. Directional characteristics of SEAA at different model order

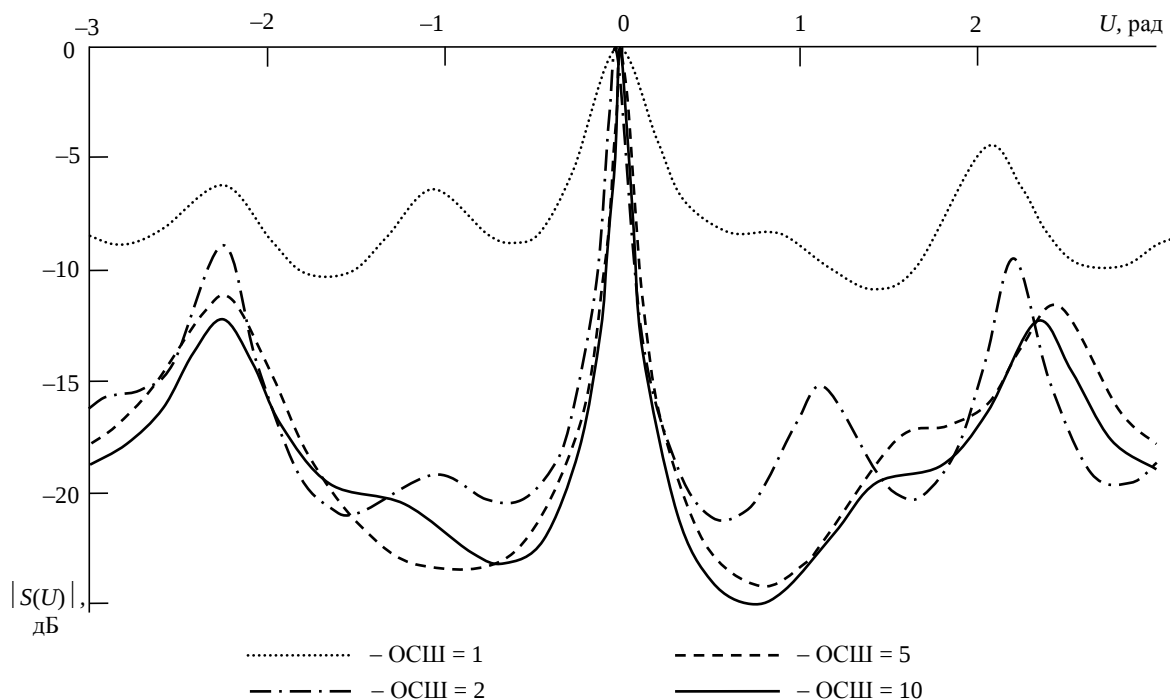


Рис. 4. Характеристики направленности НЭАР при различном ОСШ
Fig. 4. Directional characteristics of SEAA at different signal to noise ratio

с обработкой сигнала по методу Берга при порядке модели $K = 6$ (сплошная линия) и эквидистантной АР с тем же количеством АЭ $M = 16$ при обработке сигнала с помощью ДПФ (пунктир) и метода Берга (штрихпунктир) при различных значениях входного ОСШ.

Как видно из рис. 5, при низком ОСШ побочные максимумы неэквидистантного метода Берга существенно выше, чем у аналогичного алгоритма Берга в эквидистантной АР, и могут превышать БЛ ДПФ. При увеличении ОСШ до 7 дБ и выше побочные максимумы неэквидистантного

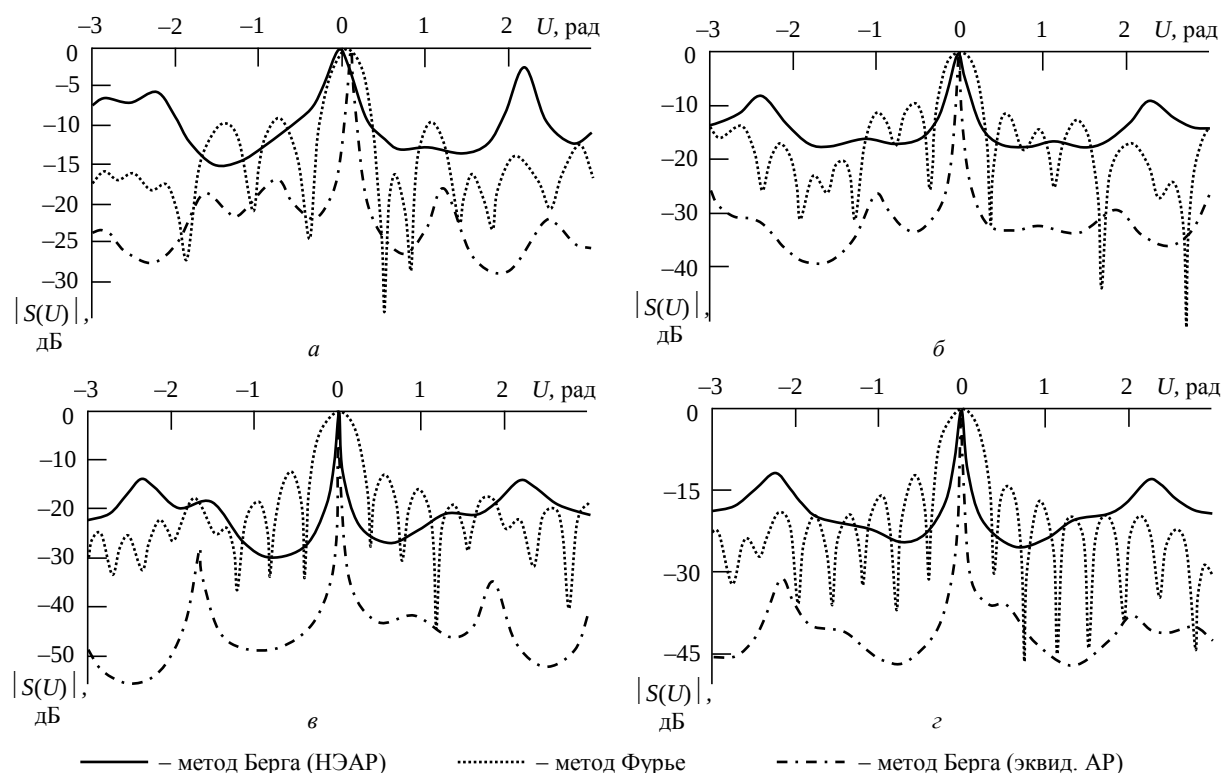


Рис. 5. Спектры пространственных частот рассматриваемой НЭАР при различных значениях входного ОСШ:

а – СПМ при ОСШ $q_{\text{вх}} = 0$ дБ; б – СПМ при ОСШ $q_{\text{вх}} = 3$ дБ;

в – СПМ при ОСШ $q_{\text{вх}} = 7$ дБ; г – СПМ при ОСШ $q_{\text{вх}} = 10$ дБ

Fig. 5. Spatial frequency spectra of the considered SEAA at different values of the input SNR:

а – SPD at SNR $q_{\text{in}} = 0$ dB; б – SPD at SNR $q_{\text{in}} = 3$ dB;

в – SPD at SNR $q_{\text{in}} = 7$ dB; г – SPD at SNR $q_{\text{in}} = 10$ dB

метода Берга превышают эквидистантный вариант метода Берга и повторяют наибольшие БЛ, возникающие у алгоритма ДПФ в случае НЭАР. Этим объясняется возникающая симметричность оценок СПМ метода Берга при высоких ОСШ. В области главного лепестка ДПФ наблюдается совпадающее поведение главных максимумов метода Берга в АР и НЭАР и практически равное отклонение максимумов углового спектра от истинного углового положения полезного сигнала $U_0 = 0$, что свидетельствует о высоком рэлеевском разрешении неэквидистантного метода Берга.

Основные результаты. Чтобы убедиться в возможности применения предложенной технологии пространственной обработки локационных сигналов в НЭАР как самостоятельного алгоритма обнаружения и оценки угловых параметров пространственных сигналов, в первую очередь необходимо проанализировать его ХО и сравнить их с потенциально достижимыми (оптимальными). Хрестоматийная постановка задачи обнаружения предполагает в простейшем, но имеющем практическое значение случае обнаружение одиночного сигнала $V(m)$

со случайной начальной фазой φ_0 , равномерно распределенной на интервале $[-\pi, \pi]$, и постоянной амплитудой A_0 на фоне аддитивного дельта-коррелированного шума $e(m)$ с нормальной плотностью распределения. В этом случае оптимальной является согласованная обработка пространственного сигнала $y(m) = A_0 V(m) + e(m)$ следующего вида:

$$S_{\text{НЭ}}(U) = \sum_{m=1}^M y(m) V_0^*(m), \quad (18)$$

где $V_0^*(m)$ – комплексно-сопряженная копия полезного сигнала $V(m)$, отличающаяся от него несущественным фазовым множителем $e^{-j\varphi_0}$ и параметром $U_0 = \pi \sin \theta_0$, характеризующим отклонение луча ДН в направлении θ_0 . ХО алгоритма, реализующего согласованную обработку вида (18), примем за базовые для сравнительного анализа обнаружителя на основе разработанного параметрического алгоритма, функциональная схема которого представлена на рис. 6.

На основании M отсчетов пространственного сигнала $y(m)$ вычисляется ДН $S_{\text{нз}}(U)$, из которой формируется массив эквидистантных по пространственной частоте $U(l) = l\Delta U$ отсчетов $S(l)$ размером $L > M$. Далее за счет обратного ДПФ расширенной размерности L вычисляется восстановленный эквидистантный сигнал $\tilde{V}(m)$ также увеличенной размерности L , который далее используется как входной для метода Берга, реализованного как алгоритм гармонического среднего в форме решетчатого фильтра прямого и обратного линейного предсказания [8]. На основании найденных параметров авторегрессионной модели a_k ($k = 1, 2, \dots, K$) вычисляются полюсы модели $Z_k = |Z_k|e^{j\arg\{Z_k\}}$. Большой по модулю полюс принимается за сигнальный, его аргумент служит оценкой пространственной частоты полезного сигнала (15). Для принятия решения об обнаружении сигнала с порогом сравнивается СПМ, вычисленная по методу Берга, в точке, соответствующей аргументу сигнального полюса, по формуле (16): $|S_B(\arg\{Z_k\})|^2 \geq \gamma$ или (17) для нормированной рабочей статистики: $|S_{\text{Вн}}(\arg\{Z_k\})|^2 \geq \gamma_{\text{н}}$.

Порог для согласованной обработки в данной постановке задачи обнаружения может быть вычислен по известной формуле [2]

$$\gamma_{\text{ДПФ}} = \sqrt{2\sigma_{\text{ш}}^2 \ln \frac{1}{F}}, \quad (19)$$

где F – заданная вероятность ложной тревоги (ВЛТ); $\sigma_{\text{ш}}^2$ – дисперсия нормально распределенных квадратурных составляющих входного комплексного шума $e(m)$. При построении ХО шум моделировался независимо по пространственным каналам приема с единичной мощностью

$P_{\text{ш}} = \sigma_{\text{Re}}^2 + \sigma_{\text{Im}}^2 = 2\sigma_{\text{ш}}^2 = 1$ и равенством дисперсий реальной и мнимой составляющих $\sigma_{\text{Re}}^2 = \sigma_{\text{Im}}^2 = 0.5$. Отношение сигнал/шум q^2 определялось как отношение мощности сигнала P_c к

мощности шума: $q^2 = P_c/P_{\text{ш}} = P_c$. На практике вычисленное значение порога (19) обычно уменьшают на 1.5 дБ, поскольку каналы приема ДПФ перекрываются на уровне –3 дБ, что приводит к неравномерности результирующей входной частотной характеристики ДПФ [8, 15]. Формула (19) позволяет достаточно просто проверить достоверность компьютерного моделирования при построении ХО. Так, при заданной ВЛТ $F = 10^{-3}$ и числе независимо повторяющихся экспериментов $N = 10^5$ ложная тревога наступала не менее 100 раз, что с вероятностью 0.9 обеспечивало отклонение порога при моделировании от расчетного менее чем на 1 % [20]. Такое отклонение порога практически не сказывается на ХО при моделировании процесса обнаружения полезного сигнала. Также для контроля достоверности результатов моделирования строились ХО оптимального алгоритма ДПФ и сравнивались с известными [2].

Анализ ХО неэквидистантного метода Берга проводился для трех вариантов равномерного распределения случайного шага НЭАР: слабая неэквидистантность при $d_m \in [\lambda/2; \lambda]$, средняя неэквидистантность при $d_m \in [\lambda/2; 2\lambda]$ и сильная неэквидистантность при $d_m \in [\lambda/2; 3\lambda]$. В качестве рабочих статистик обнаружения рассматривались полный (16) и нормированный (17) варианты оценок СПМ методом Берга. При построении ХО использовались АР с числом АЭ $M = 16$. Во всех случаях моделировалось нормальное падение пространственного сигнала ($\theta_0 = 0^\circ$) с фиксированной амплитудой A_0 и случайной начальной фазой, равномерно распределенной на интервале $[-\pi, \pi]$.

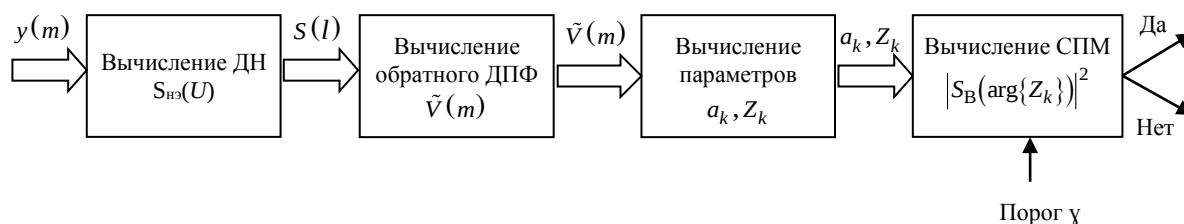


Рис. 6. Параметрический обнаружитель на основе метода Берга
Fig. 6. Parametric detector based on Burg method

Доверительные интервалы при статистическом моделировании ХО, рассчитанные по методике, приведенной в [20], с вероятностью 0.9 не превышали 10 % для значений вероятности правильного обнаружения (ВПО) $D < 0.9$.

Как показали исследования, ХО полного неэквидистантного метода Берга при изменении порядка модели от $K = 2$ до $K = 6$ и вариации шага НЭАР d_m от $\lambda/2$ до 2λ проигрывают оптимальным ХО во входном ОСШ от 1.2 до 2.0 дБ и менее 1 дБ ХО эквидистантного метода Берга. Однако при увеличении мощности полезного сигнала и соответствующем росте ОСШ резко возрастает ВЛТ за счет превышения порога обнаружения побочными максимумами, обусловленными шумами. При этом в эквидистантном варианте АР этот эффект наблюдается слабо и ВЛТ не превышает заданный порогом предел. Подобное негативное свойство неэквидистантного метода Берга проявляется сильнее при увеличении вариативности шага НЭАР, что не позволяет однозначно рекомендовать СПМ вида (16) в качестве самостоятельной рабочей статистики обнаружения неэквидистантного метода Берга.

ХО, построенные для нормированной рабочей статистики вида (17), имеют несколько больший проигрыш в ОСШ по сравнению с оптимальными, что является естественной платой за инвариантность к мощности входного шума и сохранение постоянной ВЛТ. На рис. 7 представлены ХО эквидистантного метода Берга для порядков авторегрессионной модели $K = 2$ (штрихпунктир), $K = 4$ (штрихи) и $K = 6$ (сплошная кривая) при ВЛТ $F = 10^{-3}$. Пунктирная кривая здесь и далее соот-

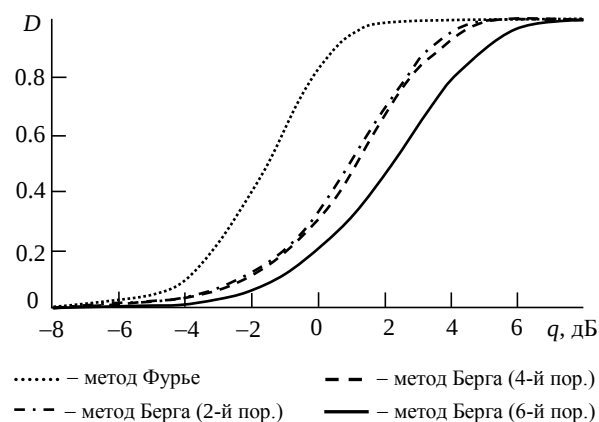


Рис. 7. ХО метода Берга для эквидистантной АР

Fig. 7. Burg method DC for equidistant AA

ветствует оптимальным ХО, полученным при согласованной обработке сигнала в эквидистантной АР. Как видно из графиков, сдвиг в сторону больших значений ОСШ составляет от 3 до 4 дБ в области значений ВПО $D > 0.8$.

На рис. 8 приведены ХО неэквидистантного метода Берга, построенные для НЭАР со случайным равномерно распределенным по апертуре шагом $d_m \in [\lambda/2; \lambda]$ (слабая неэквидистантность) при тех же условиях и значениях порядка модели K с сохранением прежнего представления кривых. Как видно из графиков, при $K = 2$ наблюдается заметное ухудшение ХО и их наклон, что свидетельствует об усилении флуктуаций выходной рабочей статистики вида (17). Проигрыш в области значений ВПО $D > 0.8$ превышает 5 дБ. При порядках модели $K \geq 4$ слабая неэквидистантность практически не влияет на ХО по сравнению с эквидистантными ХО (рис. 7) и их также можно рассматривать как субоптимальные.

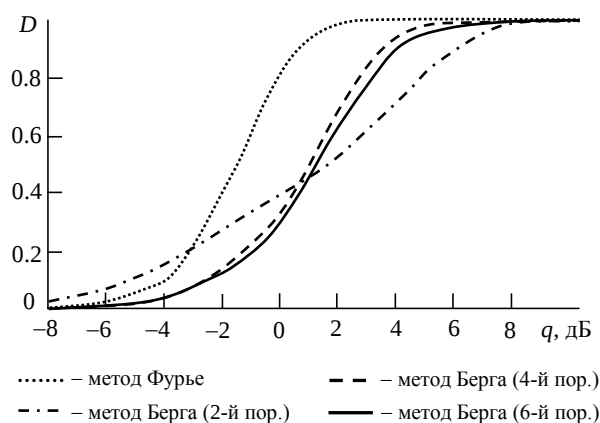


Рис. 8. ХО метода Берга для НЭАР с шагом d_m от $\lambda/2$ до λ

Fig. 8. Burg method DC for SEAA with step d_m from $\lambda/2$ to λ

На рис. 9, 10 приведены аналогичные ХО для $d_m \in [\lambda/2; 2\lambda]$ (средняя неэквидистантность) и $d_m \in [\lambda/2; 3\lambda]$ (сильная неэквидистантность) соответственно при тех же порядках модели. Как видно из графиков, при $K = 2$ неэквидистантный метод Берга практически теряет работоспособность как при сильной, так и при средней неэквидистантности. В то же время, при порядках модели $K \geq 4$ неэквидистантный метод сохраняет работоспособность. Сдвиг ХО в случае средней неэквидистантности составляет менее 5 дБ в области рабочих значений ВПО.

Известно [8], что оптимальный порядок модели в эквидистантном случае меняется от $K = 2$ при $M = 16$ до $K = 10$ при $M = 64$. Как видно из рис. 8–10, для каждой неэквидистантности также можно выбрать лучшее значение порядка модели, при котором проигрыш в ОСШ будет минимален. Это объясняется различной длиной виртуальной выборки синтезированного (восстановленного) сигнала $\tilde{V}(m)$, что приводит к увеличению числа виртуальных АЭ L в среднем до 22 при слабой, до 37 при средней и до 52 при сильной неэквидистантности.

На основании ХО, полученных для НЭАР, на рис. 11 приведена зависимость потерь в ОСШ относительно оптимальных ХО, соответствующих ДПФ и эквидистантной АР. Графики построены для эквидистантной АР (пунктир) и трех типов неэквидистантности НЭАР: сильной (кривая 1),

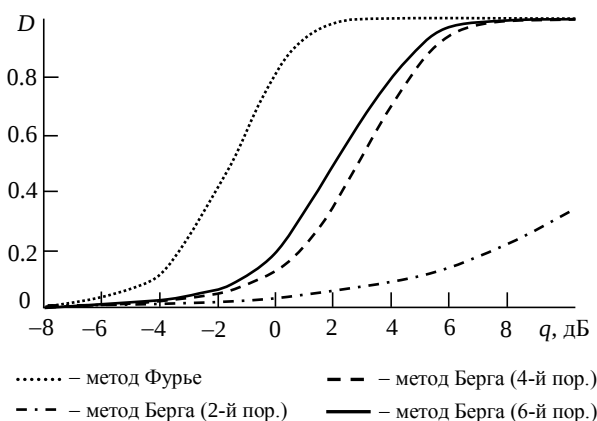


Рис. 9. ХО метода Берга для НЭАР с шагом d_m от $\lambda/2$ до 2λ

Fig. 9. Burg method DC for SEAA with step d_m from $\lambda/2$ to 2λ

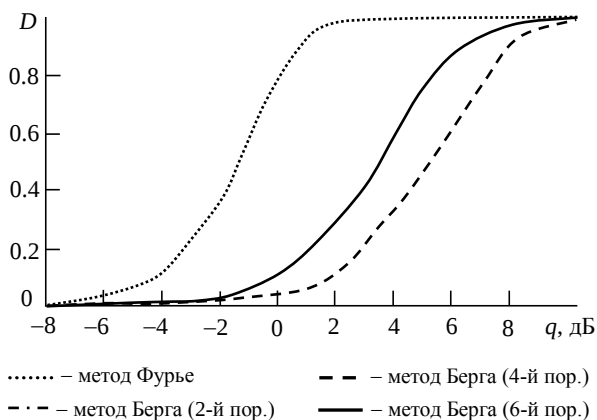


Рис. 10. ХО метода Берга для НЭАР с шагом d_m от $\lambda/2$ до 3λ

Fig. 10. Burg method DC for NEAA with step d_m from $\lambda/2$ to 3λ

средней (кривая 2) и слабой (кривая 3) при ВПО $D = 0.8$.

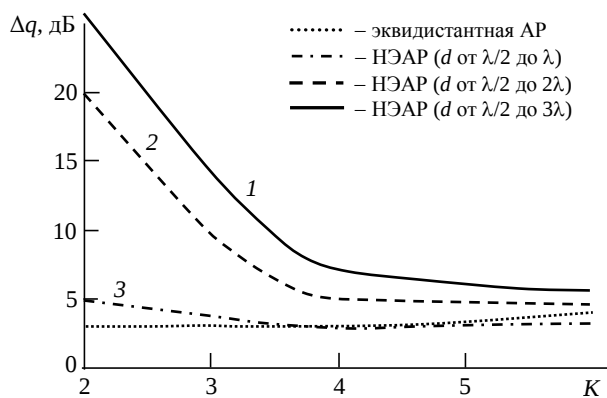


Рис. 11. Зависимость потерь в ОСШ от порядка модели K

Fig. 11. SNR losses dependence on model order K

Как видно из графиков, неэквидистантный метод Берга удовлетворительно работает как обнаружитель сигнала с плоским фронтом при слабой и средней неэквидистантности при порядках модели $K \geq 4$. Заметим, что ДПФ, в отличие от нормированного метода Берга, не является алгоритмом, стабилизирующим ВЛТ при нестационарности внешних входных шумов.

Выводы. Показана возможность искусственного восстановления (синтезирования) сигнала эквидистантной АР на основе реально принимаемого пространственного сигнала НЭАР со случайным шагом в пределах от $\lambda/2$ до нескольких λ с последующим использованием восстановленного эквидистантного сигнала в качестве входного для параметрических алгоритмов спектрального анализа на основе моделей с конечным числом варьируемых параметров.

Характеристики направленности, полученные при различных значениях входного ОСШ с помощью параметрического метода Берга в форме угловых спектров пространственной частоты, имеют побочные максимумы, обусловленные аддитивным дельта-коррелированным шумом, которые могут быть снижены при оптимизации порядка параметрической модели. Острота основного максимума оценки СПМ параметрического метода Берга зависит от ОСШ и в области рабочих значений ОСШ превосходит главный лепесток ДН НЭАР при согласованной пространственной обработке. Как показало статистическое моделирование, точность измерения угловых параметров метода Берга возрастает с ростом порядка модели и при эквидистантном расположении АЭ АР максимально приближается к пределу Крамера–Рао при $K = M/3$ [15].

Полученные ХО разработанного неэквидистантного метода Берга позволяют рекомендовать его как самостоятельный субоптимальный алгоритм обнаружения пространственных сигналов с плоским фронтом при вариации случайного шага АЭ НЭАР в пределах от $\lambda/2$ до 2λ , что приемлемо для оперативно развертываемых транспортируемых ДКМ РЛС поверхностных волн.

Следующим этапом исследований разработанного неэквидистантного алгоритма Берга должен стать анализ статистических характеристик разрешения – обнаружения и разрешения – измерения угловых параметров двух и более пространственных сигналов. Авторы планируют рассмотреть эти вопросы в следующих работах.

Список литературы

1. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 2 / под ред. М. И. Скольника; пер. с англ. под ред. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2015. 680 с. doi: 10.1109/maes.2008.4523916
2. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справ. / Я. Д. Ширман, Ю. И. Лосев, Н. Н. Минервин и др.; под ред. Я. Д. Ширмана. М.: ЗАО "МАКВИС", 1998. 828 с.
3. Алебастров В. А., Гойхман Э. Ш., Заморин И. М. Основы загоризонтной радиолокации / под ред. А. А. Колосова. М.: Радио и связь, 1984. 257 с.
4. Винокуров В. И., Генкин В. А., Калениченко С. П. Морская радиолокация / под ред. В. И. Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.
5. Paduan J. D., Washburn L., High-Frequency Radar Observations of Ocean Surface Currents / Annual Review of Marine Science. 2012. Vol. 5, iss. 1. P. 115–136. doi: 10.1146/annurev-marine-121211-172315
6. Dzvonkovskaya A., Gurgel K.-W. Future Contribution of HF Radar WERA to Tsunami Early Warning Systems // Europ. J. of Navigation. 2009. Vol. 7, № 2.
7. Low power high frequency surface wave radar application for ship detection and tracking / A. Dzvonkovskaya, K.-W. Gurgel, H. Rohling, T. Schlick / Proc. of the IEEE Intern. Radar Conf., Adelaide, Australia, Sept. 2008. doi: 10.1109/radar.2008.4653998
8. Основы проектирования многопозиционных декаметровых РЛС пространственной волны / В. М. Кутузов, А. В. Бархатов, А. В. Безуглов и др.; под общ. ред. В. М. Кутузова. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2012. 191 с.
9. Кутузов В. М., Сотников А. А. Модельно-параметрические технологии обработки данных с разрывами // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2005. Вып. 2. С. 3–10.
10. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. М.: Мир, 1990. 265 с.
11. Кутузов В. М., Мазуров К. А. Много сегментный авторегрессионный алгоритм обработки сложномодулированных сигналов. Характеристики обнаружения скоростных целей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 4. С. 43–49.
12. Кутузов В. М., Мазуров К. А. Много сегментный авторегрессионный алгоритм обработки сложномодулированных сигналов: характеристики помехоустойчивости // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2010. Вып. 6. С. 37–41.
13. Кутузов В. М., Мазуров К. А. Много сегментный авторегрессионный алгоритм обработки сложномодулированных сигналов: характеристики точности // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. Вып. 3. С. 53–59.
14. Мюнье Ж., Делиль Ж. Ю. Пространственный анализ в пассивных локационных системах с помощью адаптивных методов // ТИИЭР. 1987. Т. 75, №11. С. 21–37.
15. Kay S. M. Modern Spectral Estimation. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1987.
16. Kutuzov V. M., Sotnikov A. A. Model-Parametrical Spatial Signals Processing Use in Radar with Mechanical Scanning Antenna // Proc. Intern. radar Symp. IRS-2005. 6–8 Sept. 2005, Berlin. Germany / German Institute of Navigation, 2005. P. 589–592.
17. Коновалов А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. Ч. 1. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 164 с.
18. Аникин А. П., Сотников А. А. Много сегментная модельно-параметрическая обработка неэквидистантных данных // Тр. всерос. науч.-техн. конф., Томск, 18–20 мая 2004 г. / ТУСУР. Томск, 2004. С. 17–20.
19. Хайкин С., Карри Б. У., Кеслер С. Б. Спектральный анализ радиолокационных мешающих отражений методом максимальной энтропии // ТИИЭР. 1982. Т. 70, № 9. С. 51–62.
20. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Определения, теоремы, формулы / пер. с англ. под общ. ред. И. Г. Арамановича. М.: Наука, 1974. 831 с.

Информация об авторах

Кутузов Владимир Михайлович – доктор технических наук (1997), профессор, заведующий кафедрой радиотехнических систем электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), президент университета. Автор более 270 научных и учебно-методических публикаций в отечественных и зарубежных изданиях, в том числе двух монографий, 12 авторских свидетельств и патентов. Сфера научных интересов – радиолокация.

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

E-mail: vmkutuzov@etu.ru

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

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

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

E-mail: mixovchinnikov@list.ru

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

Виноградов Евгений Алексеевич – доктор технических наук (2017), научный сотрудник кафедры электротехники факультета инженерно-технических наук Левенского католического университета Бельгии (KU Leuven). Автор более 20 научных публикаций в международных журналах и на конференциях. Сфера научных интересов – моделирование распространения радиоволн, многоантенные системы, также средства обнаружения и связи с беспилотными летательными аппаратами.

Адрес: Левенский католический университет, Левен, Замковый парк Аренберг, 10, 3001, Бельгия

Email: evgenii.vinogradov@kuleuven.be

<https://orcid.org/0000-0002-4156-0317>

References

1. M. I. Skolnik Radar Handbook, Third Edition. Ed. 2. tr. from eng. V. S. Verbi. M.: Izd. "Tehnosfera", 2015. 680 p. doi: 10.1109/maes.2008.4523916 (In Russ.)

2. Shirman Ja. D., Losev Ju. I., Minervin N. N., Moskvina S. V., Gorshkov S. A., Lihovitskiy D. I., Levchenko L. S. *Radiotekhnicheskiye sistemy: osnovy postroyeniya i teoriya. Spravochnik* [Radioelectronic systems: foundations of construction and theory. Directory]. M.: ZAO "MAKVIS", 1998. 828 p. (In Russ.)

3. Alebastrov V. A., Gohman Je. Sh., Zamorin I. M. *Osnovy zagorizontnoj radiolokatsii* [The basics of over-the-horizon radar]. M.: Radio i svyaz', 1984, 257 p. (In Russ.)

4. Vinokurov V. I., Genkin V. A., Kalenichenko S. P., Kalinichenko S. P. *Morskaya radiolokatsiya* [Maritime radar]. L.: Sudostroenie, 1986, 256 p. (In Russ.)

5. Paduan J. D., Washburn L., High-Frequency Radar Observations of Ocean Surface Currents. Annual Review of Marine Science. 2012, vol. 5, iss. 1, pp. 115–136. doi: 10.1146/annurev-marine-121211-172315

6. Dzvонkovskaya A., Gurgel K.-W. Future Contribution of HF Radar WERA to Tsunami Early Warning Systems. Europ. J. of Navigation. 2009, vol. 7, no. 2.

7. Dzvонkovskaya, A., Gurgel, K.-W., Rohling H., Schlick T. Low power high frequency surface wave radar application for ship detection and tracking. In Proc. of the

IEEE Intern. Radar Conf., Adelaide, Australia, Sept. 2008. doi: 10.1109/radar.2008.4653998

8. Kutuzov V. M., Barhatov A. V., Bezuglov A. V., Verem'ev V. I., Konovalov A. A. *Osnovy proektirovaniya mnogopozitsionnykh dekametrovyykh RLS prostranstvennoy volny* [Design fundamentals for multi-position decameter skywave radars]. SPb.: SPbGETU "LETI", 2012, 191 p. (In Russ.)

9. Kutuzov V. M., Sotnikov A. A. Model-parametric technologies of discontinuous data processing. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [J. of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2005, no. 2, pp. 3–10 (In Russ.)

10. Marple Jr. S. L. Digital spectral analysis: with applications. M.: "Mir", 1990, 265 p. (In Russ.)

11. Kutuzov V. M., Mazurov K. A. Multi-segment autoregressive algorithm of complex modulated signals processing: detection characteristics. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [J. of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2009, no. 4, pp. 43–49 (In Russ.)

12. Kutuzov V. M., Mazurov K. A. Multi-segment autoregressive algorithm of complex modulated signals processing: noise-immunity characteristics. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [J. of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2010, no. 6, pp. 37–41 (In Russ.)

13. Kutuzov V. M., Mazurov K. A. Multi-segment autoregressive algorithm of complex modulated signals processing: accuracy characteristics. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [J. of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2012, no. 3, pp. 53–59 (In Russ.)

14. Munier J., Delisle G. Y. Spatial Analysis in Passive Listening Using Adaptive Techniques. *TIIER*, 1987, vol. 75, no. 11, pp. 21–37 (In Russ.)

15. Kay S. M. Modern Spectral Estimation. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1987.

16. Kutuzov V. M., Sotnikov A. A. Model-Parametrical Spatial Signals Processing Use in Radar with Mechanical Scanning Antenna. Proc. Intern. radar Symp. IRS-2005, 6–8 Sept. 2005, Berlin, Germany. German Institute of Navigation, 2005, pp. 589–592.

17. Konovalov A. A. *Osnovy traektornoj obrabotki radiolokacionnoj informacii. Chast'1*. [Fundamentals of trajectory processing of radar information. Part 1]. SPb.: SPbGETU "LETI", 2013, 164 p. (In Russ.)

18. Anikin A.P., Sotnikov A. A. *Mnogosegmentnaja model'no-parametricheskaja obrabotka nejek-vidistantnyh dannyh* [Multi-segment model-parametric processing of nonequidistant data]. Materials of the All-Russian Scientific and Technical Conf., Tomsk, 18–20 May, 2004. Tomsk, *TUSUR*, 2004, pp. 17–20. (In Russ.)

19. Hajkin S., Karri B. U., Kesler S. B. Maximum Entropy Spectral Analysis of Radar Clutter. *TIIER*, 1982, vol. 70, no. 9, pp. 51–62 (In Russ.)

20. Korn G. A., Korn T. M. Mathematical handbook for scientists and engineers. Definitions, theorems, and formulas for reference and review. M.: "Nauka", 1974, 831 c. (in Russ.)

Information about the authors

Vladimir M. Kutuzov, Dr. Sci (Eng.) (1997), Professor, Head of the Department of Radio Engineering Systems in Saint Petersburg Electrotechnical University, President of the University, authored more than 270 scientific and educational publications in Russian and foreign magazines, including 2 monographs, 12 author's certificates and patents. Area of expertise: radiolocation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: vmkutuzov@etu.ru

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

Mihail A. Ovchinnikov, Master in Specialty "Radio Engineering" (2019, Saint Petersburg Electrotechnical University), postgraduate student of the Department of Radio Engineering Systems in Saint Petersburg Electrotechnical University, authored of one scientific publication. Area of expertise: radiolocation.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: mixovchinnikov@list.ru

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

Evgenij A. Vinogradov, Dr. Sci (Eng.) (2017), research associate of electrical engineering department (ESAT) at KU Leuven (Belgium). His doctoral research interests focused on multidimensional radio propagation channel modeling. He has authored over 20 publications in major academic journals and conferences. Area of expertise: MIMO systems, wireless communications with UAVs, UAV detection.

Address: KU Leuven, 10 Kasteelpark Arenberg, 3001 Leuven, Belgium

Email: evgenii.vinogradov@kuleuven.be

<https://orcid.org/0000-0002-4156-0317>

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.396.967.2

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-6-59-69>

Компенсация ошибок оценивания местоположения, вызванных тропосферным распространением радиоволн, в широкозонных мультilaterационных системах

А. А. Монаков¹✉, А. М. Миролюбов²

¹ Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения (ГУАП), Санкт-Петербург, Россия

² Закрытое акционерное общество "Азимут–Альянс", Санкт-Петербург, Россия

✉ a_monakov@mail.ru

Аннотация

Введение. Широкозонные мультilaterационные системы навигации (Wide Area Multilateration, WAM) являются основным конкурентом комплексов вторичной радиолокации систем управления воздушным движением. Принцип работы WAM-систем заключается в измерении псевдодальностей сигнала бортового ответчика воздушного судна системой разнесенных в пространстве приемных станций и последующей оценке местоположения. Одним из существенных факторов, влияющих на точность оценки местоположения воздушного судна (ВС), является тропосферная рефракция. Рефракция приводит к увеличению длины оптического пути сигнала, а следовательно, и измеряемых псевдодальностей. Следствием этого является появление дополнительного смещения у оценок местоположения ВС. При этом недопустимо большие значения смещения получаются при оценке высоты.

Цель работы. Получение математической модели сигналов приемных станций WAM-системы, которая учитывает особенности тропосферного распространения радиоволн, и синтез алгоритма оценки местоположения ВС с компенсацией тропосферных ошибок при оценивании псевдодальностей.

Материалы и методы. Методом геометрической оптики получены уравнения, позволяющие рассчитать ошибки измерения псевдодальностей, вызванные рефракцией в сферически слоистой тропосфере.

Результаты. Предложена математическая модель формирования оценок псевдодальностей, учитывающая тропосферную рефракцию. Анализ модели показал, что ошибки измерения псевдодальностей линейно зависят от расстояния между ответчиком ВС и приемным пунктом. Этот вывод позволил синтезировать алгоритм оценивания местоположения ВС с компенсацией тропосферных ошибок. Синтезированный алгоритм позволяет полностью избавиться от смещения у оценок местоположения ВС при увеличении СКО оценки высоты на 60 % и сохранении этого параметра в допустимых для WAM-систем пределах.

Заключение. Полученные в статье математическая модель сигналов WAM-системы, учитывающая ошибки тропосферного распространения радиоволн при оценке псевдодальностей, и алгоритм оценивания местоположения ВС с компенсацией тропосферных ошибок могут быть использованы при разработке многопозиционных навигационных систем.

Ключевые слова: стандартная атмосфера, тропосферная рефракция, длина оптического пути, широкозонная мультilaterационная система навигации, ошибки измерения псевдодальности

Для цитирования: Монаков А. А., Миролюбов А. М. Компенсация ошибок оценивания местоположения, вызванных тропосферным распространением радиоволн, в широкозонных мультilaterационных системах // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 6. С. 59–69. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-59-69

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 25.10.2020; принята к публикации после рецензирования 27.11.2020; опубликована онлайн 29.12.2020



Compensation of Positioning Errors Caused by Tropospheric Wave Propagation in Wide-Area Multilateration Systems

Andrey A. Monakov¹✉, Aleksandr M. Mirolubov²

¹ Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (SUAI),
St Petersburg, Russia

² JSC "Azimut–Alliance", St Petersburg, Russia

✉ a_monakov@mail.ru

Abstract

Introduction. Wide area multilateration (WAM) systems are the main competitors of secondary surveillance radar (SSR) systems used in air traffic control (ATC). The general principle of WAM operation is based on the assessment of pseudoranges between a signal source (an aircraft airborne transponder) and the ground receivers with precisely known geographical coordinates deployed over the ATC area. The aircraft position is estimated by measuring pseudoranges. A significant factor affecting the accuracy of aircraft positioning is tropospheric refraction, a phenomenon caused by the inhomogeneity of the earth's atmosphere and manifested in a deviation in the direction of the rays along which the signal of an aircraft transponder propagates. Refraction increases the lengths of ray paths, thus increasing the corresponding pseudoranges. As a result, the estimate of the aircraft position receives an additional bias. Altitude estimates produce unreasonably large errors.

Aim. To develop a mathematical model for the signals received by a WAM system, which accounts for tropospheric wave propagation, as well as to derive an algorithm for aircraft positioning with compensated tropospheric errors.

Materials and methods. Equations for the pseudorange estimation errors caused by wave propagation in a spherically stratified atmosphere were derived using the method of geometrical optics.

Results. This paper proposed a mathematical model for pseudorange estimates in WAM systems, which accounts for the bias associated with the phenomenon of tropospheric refraction. An analysis of the proposed model showed that pseudorange errors depend linearly on the distance between the aircraft transponder and the receiver. This conclusion allowed an algorithm for aircraft positioning with compensated tropospheric errors to be developed. The proposed algorithm yields an unbiased estimate of the aircraft position. The standard deviation of altitude estimates increases by 60%, although remaining within the limits permissible for WAM systems.

Conclusions. The developed mathematical model of WAM signals, which considers tropospheric propagation errors in pseudorange estimation, as well as the algorithm for aircraft positioning with compensated tropospheric errors, can be used in the development of spatially distributed navigation systems.

Keywords: standard atmosphere, tropospheric refraction, optical path length, wide area multilateration navigation system, pseudorange estimation errors

For citation: Monakov A. A., Mirolubov A. M. Compensation of Positioning Errors Caused by Tropospheric Wave Propagation in Wide-Area Multilateration Systems. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 6, pp. 59–69. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-59-69

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 25.10.2020; accepted 27.11.2020; published online 29.12.2020

Введение. Широкозонные мультilaterационные (Wide Area Multilateration) системы (далее – WAM-системы) в настоящее время являются главными конкурентами радиолокационных комплексов, используемых при управления воздушным движением [1], поскольку имеют следующие неоспоримые преимущества:

- возможность покрытия больших пространств, в том числе со сложным рельефом местности;
- низкую стоимость оборудования, размещения и эксплуатационных расходов;
- высокую надежность и помехозащищенность.

Важнейшим вопросом при создании WAM-систем является их точность. В настоящее

время предложено большое количество алгоритмов оценки местоположения (МП) воздушных судов (ВС), которые дают возможность решить главную задачу навигации с точностью, близкой к потенциально достижимой для этой категории радионавигационных систем (см. [2–6] и ссылки в этих работах). Классификация и краткая характеристика предложенных методов дана в [4–6]. Однако предложенные алгоритмы были синтезированы без учета явлений, сопровождающих распространение радиосигналов в околоземном слое атмосферы – тропосфере. Этот слой представляет собой неоднородную и неизотропную среду, электрические параметры которой меняются в зависимости от физического состояния тропосферы и высоты над поверхностью Земли. Вследствие этого скорость распространения радиоволн в тропосфере становится меньше скорости света в вакууме и меняется в зависимости от высоты ВС и физического состояния тропосферы. Кроме того, лучи, вдоль которых распространяются радиоволны в такой среде, искривляются. Возникает явление рефракции, приводящее к увеличению оптической длины пути, проходимого радиоволнами от точки излучения до точки приема.

Изучение влияния рефракции на качество функционирования радиотехнических систем является до настоящего времени актуальной проблемой. Интерес к ней вырос за последние годы в связи с интенсивным развитием высокоточных радионавигационных и радиолокационных систем: спутниковая навигация [7, 8], радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны [9, 10], многопозиционные навигационные системы [11–13].

Статья посвящена анализу ошибок оценки МП ВС в WAM-системе, которые возникают из-за тропосферного распространения, а также синтезу алгоритма оценки с компенсацией этих ошибок. Приведены краткие сведения о моделях тропосферы, которые могут быть использованы для расчета ошибок, получена система уравнений, совместное решение которых позволяет вычислить длину оптического пути при прохождении радиосигнала между точками пространства, где расположены передатчик и приемник, а также приведены результаты расчетов длин оптического пути и результаты моделирования оценки МП ВС в условиях тропосферного прохождения радиосигналов. На основании сделанных расчетов

предложена модель тропосферного распространения, которая используется для синтеза алгоритма оценивания МП ВС. Синтезированный алгоритм позволяет компенсировать тропосферные ошибки распространения. Доказательства этого, полученные методом математического моделирования, также приведены в статье.

Модели стандартной атмосферы. Атмосферу Земли в зависимости от высоты H над поверхностью принято делить на слои. Деление атмосферы на слои объясняется существенным различием их физических свойств. Это различие обусловлено различиями в механизме нагрева воздуха, действием поля силы тяжести, наличием паров воды, а также механизмом ионизации воздуха. В зависимости от распределения температуры воздуха в атмосфере принято выделять следующие слои: тропосфера ($0 \leq H \leq 11$) км; стратосфера ($25 \leq H \leq 47$) км; мезосфера ($53 \leq H \leq 79$) км; термосфера ($90 \leq H \leq 105$) км. Между тропосферой и стратосферой находится тропопауза, где температура воздуха примерно постоянна и не зависит от высоты. Поскольку полеты ВС происходят на высотах до 16 км, на функционирование WAM-систем основное влияние оказывают тропосфера и тропопауза.

В связи с тем, что распределение физических параметров атмосферы по высоте носит сложный характер, который к тому же изменяется во времени, для расчета используется модель стандартной атмосферы, которая рекомендована Международной организацией гражданской авиации (International Civil Aviation Organization, ICAO) [14]. Модель стандартной атмосферы представляет собой совокупность значений наиболее важных физических параметров атмосферы, установленных в результате большого числа наблюдений, а также физических законов, определяющих взаимную связь этих параметров с другими характеристиками атмосферы. Основными параметрами, установленными для стандартной атмосферы на высоте среднего уровня моря, являются:

- ускорение свободного падения $g_0 = 9.80665 \text{ м/с}^2$;
- атмосферное давление $p_0 = 1011325 \text{ Па}$;
- плотность атмосферы $\rho_0 = 1.225 \text{ кг/м}^3$;
- температура $T_0 = 288.15 \text{ К}$;

- скорость звука $a_0 = 340.294$ м/с;
- градиент уменьшения температуры воздуха в тропосфере $\beta_T = -0.0065$ К/м.

Для стандартной атмосферы принята модель линейного уменьшения температуры с увеличением H до высоты тропопаузы $H_{\text{тр}} = 11$ км. На высотах выше тропопаузы считается, что температура воздуха не меняется. Таким образом, уравнение, описывающее изменение температуры с высотой, имеет вид

$$T(H) = \begin{cases} T_0 + \beta_T (H - H_0), & H_0 \leq H \leq H_{\text{тр}}; \\ T_0 + \beta_T (H_{\text{тр}} - H_0), & H_{\text{тр}} \leq H, \end{cases} \quad (1)$$

где T_0 – температура воздуха на высоте H_0 , за которую принята высота среднего уровня моря.

Используя уравнение Клапейрона–Менделеева, с учетом (1) получим первое уравнение, описывающее состояние воздуха в статической атмосфере:

$$p(H) = R\rho(H)T(H), \quad (2)$$

где $\rho(H)$ – плотность воздуха на высоте H ; $R = 287.05287$ м²/(К·с²) – универсальная газовая постоянная.

Для определения давления воздуха в атмосфере рассмотрим цилиндрический объем высотой dH , площадь основания которого равна 1 м². Для того чтобы этот объем оставался в равновесии, необходимо, чтобы равнодействующая всех сил, приложенных к нему, была равна нулю. Если атмосферное давление на нижнее основание равно p , а давление на верхнее $p + dp$, то уравнение для равнодействующей силы будет иметь вид

$$[p + dp + g_0\rho(H)dH] - p = 0.$$

Отсюда получим второе уравнение, описывающее состояние воздуха в статической атмосфере:

$$\frac{dp}{dH} = -g_0\rho(H). \quad (3)$$

Уравнения (2) и (3) позволяют определить, как изменяется с высотой давление воздуха. Для этого разделим (3) на (2) и (1). В результате получается дифференциальное уравнение, решение которого имеет вид

$$p(H) = \begin{cases} p_0 \left[1 + \frac{\beta_T}{T_0} (H - H_0) \right]^{-\frac{g_0}{\beta_T R}}, & H_0 \leq H \leq H_{\text{тр}}; \\ p_0 \exp \left[-\frac{g_0}{RT_0} (H - H_0) \right], & H_{\text{тр}} \leq H. \end{cases} \quad (4)$$

Уравнения (1) и (4) позволяют рассчитать показатель преломления воздуха атмосферы n . Поскольку значение n мало отличается от единицы, удобно ввести индекс рефракции

$$N = (n - 1)10^6.$$

Для расчета индекса рефракции Международный союз электросвязи (International Telecommunication Union, ITU) определил следующее эмпирическое уравнение [15]:

$$N = \frac{77.6}{T} \left(p + 4810 \frac{e}{T} \right), \quad (5)$$

где атмосферное давление p и давление паров воды e должны выражаться в гектопаскалях, а температура T – в Кельвинах. На рис. 1 представлены зависимости температуры и давления от высоты H для стандартной атмосферы, а также зависимость $N = N(H)$ при относительной влажности воздуха $e = 60$ %, построенная в соответствии с (5). Штрихами на рисунке приведена кривая для индекса рефракции, построенная в соответствии с

$$N(H) = N_0 \exp[-H/H_0], \quad (6)$$

где $N_0 = 315$, $H_0 = 7.35$ км. Выражение (6) также рекомендовано МСЭ и, как следует из рис. 1, может быть использовано для получения приближенных оценок индекса рефракции вблизи поверхности.

Изменение коэффициента преломления воздуха атмосферы с высотой приводит к одному очень важному явлению – рефракции. Рефракцией в атмосфере называется явление искривления траектории луча, вдоль которого происходит распространение радиоволны. Рефракция радиоволн в тропосфере приводит к тому, что фактическая длина пути, проходимого сигналом между точками излучения и приема, становится больше геометрического расстояния между ними. Определим, насколько длина оптического пути может

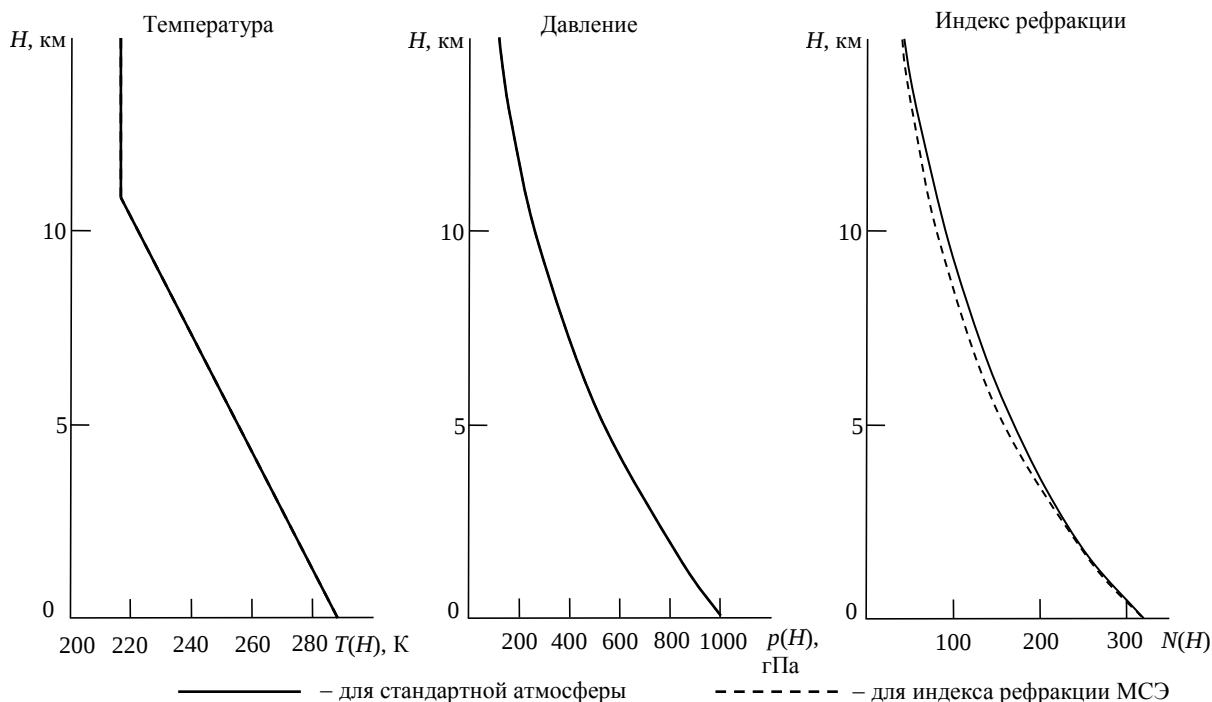


Рис. 1. Зависимости температуры, давления и индекса рефракции от высоты

Fig. 1. Graphics of geometric altitude against temperature, pressure and index of refraction

превосходить расстояния между точками излучения и приема. Для этого сделаем следующие предположения:

- показатель преломления $n(x, y, z)$ – плавно меняющаяся функция пространственных координат;
- длина волны λ значительно меньше пространственного масштаба изменений показателя преломления среды распространения $n(x, y, z)$;

– $n(x, y, z) = n(r)$, $r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$, т. е. волна распространяется в сферически-слоистой атмосфере, параметры которой (температура, давление, влажность) зависят только от высоты над поверхностью;

– Земля представляет собой сфероид, радиус которого $a = 6371$ км.

Первые два предположения делают возможным использовать для расчета метод геометрической оптики, считая, что радиоволна в атмосфере распространяется вдоль луча, оптическая длина которого подчиняется принципу Ферма [16]. Два других предположения соответствуют наиболее простой физической модели атмосферы, в которой отсутствуют горизонтальные градиенты показателя преломления.

Допустим, что атмосфера представляет собой совокупность тонких слоев, в пределах каждого

из которых можно считать показатель преломления одинаковым. Сферичность слоев требует корректировки второго закона Снеллиуса о преломлении света [16]. На рис. 2 выделен слой, лежащий между двумя радиусами $OA = R$ и $OB = R + \Delta R$, на который под углом θ с внутренней стороны падает луч. Допустим, что показатели преломления предшествующего и рассматриваемого слоев соответственно равны $n(R)$ и $n(R + \Delta R)$.

Поскольку масштаб изменений показателя преломления значительно больше длины волны,

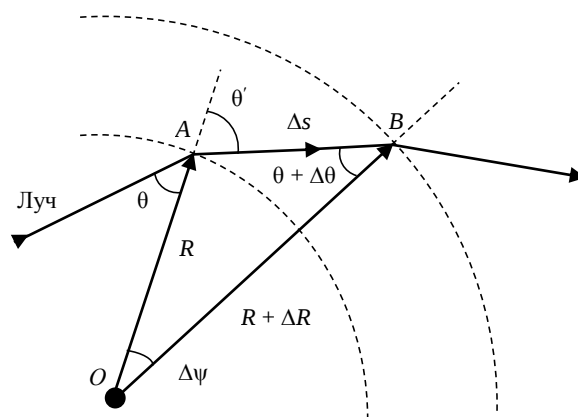


Рис. 2. Преломление луча в сферически-слоистой атмосфере

Fig. 2. Wave refraction in the spherically layered atmosphere

на границе слоев локально выполняется закон преломления Снеллиуса

$$n(R)\sin\theta = n(R + \Delta R)\sin\theta', \quad (7)$$

где θ' – угол преломления в точке A . В соответствии с теоремой синусов для треугольника AOB

$$\frac{\sin\theta'}{R + \Delta R} = \frac{\sin(\theta + \Delta\theta)}{R} = \frac{\sin\Delta\psi}{\Delta s}, \quad (8)$$

где $\Delta s = AB$. Из первой части этого уравнения следует, что $R\sin\theta' = (R + \Delta R)\sin(\theta + \Delta\theta)$. Тогда $Rn(R)\sin\theta = (R + \Delta R)n(R + \Delta R)\sin(\theta + \Delta\theta)$.

Следовательно, для сферически-слоистой среды

$$Rn(R)\sin\theta(R) = \text{const}, \quad (9)$$

где $n(R)$ и $\theta(R)$ – показатель преломления и угол падения для слоя с радиусом R . Выражение (9) является обобщением второго закона Снеллиуса. Сам закон Снеллиуса является следствием принципа Ферма, и его обобщение также соответствует этому принципу. Данное замечание имеет принципиальное значение для дальнейших вычислений.

Пусть источник сигнала (рис. 3) расположен в точке A на расстоянии $R_0 = a + h$ от центра Земли O , точка приема B – на расстоянии $R_1 = a + H$ и расстояние между источником и точкой приема вдоль поверхности Земли $S = a\psi$, где ψ – центральный угол, соответствующий горизонтальной дальности S , а h и H – высоты точек над поверхностью. Предположим, что угол, под которым излучается сигнал по отношению к нормали к поверхности, равен θ_0 . Тогда вдоль всего луча на основании (9) для любого значения R ($R_0 \leq R \leq R_1$) будет выполняться следующее равенство:

$$Rn(R)\sin\theta(R) = R_0n(R_0)\sin\theta(R_0) = C. \quad (10)$$

При этом луч с таким значением постоянной C будет иметь наименьшую оптическую длину, поскольку он соответствует принципу Ферма. Это, однако, не гарантирует, что луч обязательно пройдет через точку расположения приемника B . Для того чтобы луч соединял точки A и B , необходимо найти нужный угол $\theta_0 = \theta(R_0)$. Поскольку значение этого угла на основании (10) однозначно определяет постоянную C , задача отыскания оптической длины луча L сводится к нахождению

такой постоянной C , которая соответствует единственному лучу, соединяющему точки A и B . Для того чтобы найти такое значение постоянной C , выведем уравнение, связывающее приращения центрального угла $\Delta\psi$ и радиуса ΔR (см. рис. 2).

Воспользуемся первой частью (8), которую перепишем в эквивалентном виде, учитывая, что $\theta + \Delta\theta = \theta' - \Delta\psi$ и приращения всех величин, входящих в него, малы:

$$\sin\theta' - \Delta\psi\cos\theta' = \left(1 - \frac{\Delta R}{R}\right)\sin\theta'.$$

Тогда, принимая во внимание (7), получим

$$\Delta\psi = \frac{\Delta R}{R} \frac{n(R)\sin\theta(R)}{\sqrt{n^2(R + \Delta R) - n^2(R)\sin^2\theta(R)}}. \quad (11)$$

При $\Delta R \rightarrow 0$ получим

$$\psi = \int_{R_0}^{R_1} \frac{C dR}{R\sqrt{n^2(R)R^2 - C^2}}. \quad (12)$$

Поскольку центральный угол ψ задан, из (12) можно найти соответствующую постоянную C . Теперь можно определить длину оптического пути L . Для этого воспользуемся (8) и (11):

$$\Delta s = \frac{\Delta R}{R} \frac{(R + \Delta R)n(R + \Delta R)}{\sqrt{n^2(R + \Delta R) - n^2(R)\sin^2\theta(R)}}.$$

При $\Delta R \rightarrow 0$, учитывая, что $dL = n(R)ds$, получим

$$L = \int_{R_0}^{R_1} \frac{n^2(R)R dR}{\sqrt{n^2(R)R^2 - C^2}}. \quad (13)$$

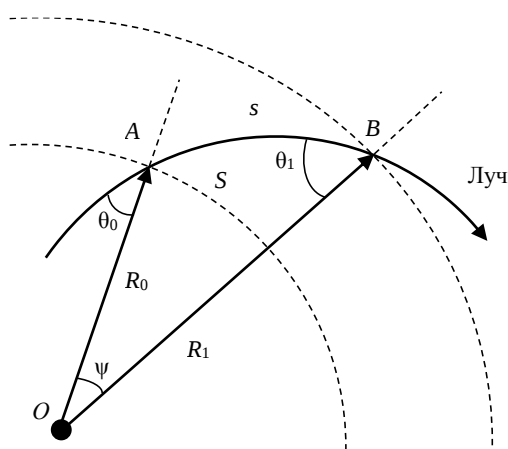


Рис. 3. Тропосферная рефракция
Fig. 3. Tropospheric refraction

Уравнение (13) позволяет по известной постоянной C найти оптическую длину луча, вдоль которого распространяется электромагнитная волна из точки A , высота над поверхностью которой $h = R_0 - a$, в точку B с высотой $H = R_1 - a$ при условии, что вдоль поверхности Земли точки разнесены на расстояние $S = a\psi$.

Разница $\Delta r = L - D$, где D – геометрическое расстояние между точками A и B , равное ошибке в определении дальности, возникающей вследствие рефракции радиоволн в атмосфере:

$$D = \sqrt{R_0^2 + R_1^2 - 2R_0R_1 \cos \psi}.$$

На рис. 4 приведены рассчитанные по изложенной методике графики зависимости ошибки Δr от расстояния D для МСЭ-модели стандартной атмосферы (6) при разных высотах источника H . Предполагается, что приемник находится на поверхности, т. е. $h = 0$ км. Как видно на рис. 4, зависимости $\Delta r = \Delta r(D)$ практически линейны:

$$\Delta r = L - D = \gamma D, \quad (14)$$

где γ ($\gamma \ll 1$) – постоянный коэффициент, зависящий от высоты источника сигнала H и не зависящий от расстояния D .

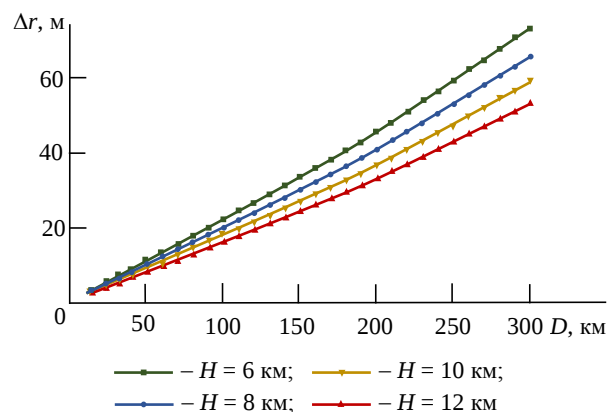


Рис. 4. Зависимости рефракционной ошибки Δr от расстояния D при разных высотах H

Fig. 4. Plots of the refraction error Δr via the range D for different altitudes H

Возникающая за счет рефракции ошибка Δr влияет на точность оценки МП ВС в WAM-системах. В таблице приведены результаты математического моделирования оценки МП ВС в WAM-системе, содержащей $J = 11$ приемных станций, полученные при отсутствии и в присутствии рефракции. Для оценки МП ВС использовался суммарно-разностный (СР) алгоритм, по-

дробный анализ которого был дан в [5, 6]. В частности, в этих статьях показано, что ошибка измерения псевдодальности для j -й приемной станции $\delta \hat{R}_j = c(\delta \tau_j + \delta t_j)$, $j = 1, \dots, J$ пропорциональна сумме двух статистически независимых случайных компонент: ошибки измерения времени задержки $\delta \tau_j$ и случайного ухода часов j -й приемной станции от системного времени δt_j . Поэтому суммарная ошибка измерения псевдодальности при моделировании может быть задана интегрально (без разделения на две указанные компоненты) и считается нормальной случайной величиной с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратической ошибкой (СКО), равной 20 нс для всех приемных станций.

Смещение и СКО оценки МП ВС
Bias and std of the aircraft position estimate

Координата	Рефракции нет, СР-алг.		Рефракция есть			
			СР-алг.		Мод. СР-алг.	
	b , м	σ , м	b , м	σ , м	b , м	σ , м
x	0	3.1	4.1	3.2	0	3.3
y	0	3.2	-8.6	3.3	0	4.0
z	0	9.6	-42.7	9.5	0.7	15.3

Из таблицы следует, что явление рефракции не вызывает изменения СКО оценок координат ВС σ , но приводит к смещению оценок b . При этом, если в горизонтальной плоскости значения смещения невелики (примерно 4...10 м), что вполне допустимо для WAM-систем, то в вертикальной плоскости смещение недопустимо велико – 43 м. Следовательно, необходимо синтезировать такой алгоритм оценивания, который позволяет компенсировать рефракционную ошибку.

Синтез алгоритма оценивания местоположения воздушного судна. Уравнение (14) позволяет предложить следующую систему уравнений для псевдодальностей, полученных при наблюдении ВС в WAM-системе:

$$(1 + \gamma) \sqrt{(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2 + (z_j - z)^2} + \beta = \hat{R}_j, \quad j = 1, \dots, J, \quad (15)$$

где x, y, z – координаты радиуса-вектора $\mathbf{r}$ МП ВС; x_j, y_j, z_j – координаты радиуса-вектора $\mathbf{p}_j$ МП j -й приемной станции; J – количество приемных станций; $\beta = c \Delta T$ (ΔT – неизвестная разность хода бортовых часов источника сигнала и

WAM-системы, c – скорость света); $\hat{R}_j$ – измеренная псевдодальность.

Будем считать, что неизвестным в системе (15) является вектор $\mathbf{V} = (x \ y \ z \ \beta \ \gamma)^T$. Данный прием впервые был использован для компенсации рефракционной ошибки в [11]. Воспользуемся для нахождения оценок неизвестных параметров СР-алгоритмом, предложенным в [5, 6].

Вычтем и сложим уравнения с номерами $j = 2, \dots, J$ с первым уравнением системы:

$$\begin{cases} (1+\gamma)[\|\mathbf{r}-\mathbf{p}_j\|-\|\mathbf{r}-\mathbf{p}_1\|] = \hat{R}_j - \hat{R}_1; \\ (1+\gamma)[\|\mathbf{r}-\mathbf{p}_j\|+\|\mathbf{r}-\mathbf{p}_1\|] = \hat{R}_j + \hat{R}_1 - 2\beta, j = 2, \dots, J, \end{cases}$$

где $\|\cdot\|$ – длина вектора в трехмерном евклидовом пространстве.

После перемножения уравнений получим систему

$$\begin{aligned} (1+\gamma)^2 \left[\|\mathbf{r}-\mathbf{p}_j\|^2 - \|\mathbf{r}-\mathbf{p}_1\|^2 \right] = \\ = (\hat{R}_j - \hat{R}_1)(\hat{R}_j + \hat{R}_1 - 2\beta), j = 2, \dots, J. \end{aligned} \quad (16)$$

Решим систему (16) в предположении $\gamma = 0$.

Учитывая, что $\|\mathbf{r}-\mathbf{p}_j\|^2 = \|\mathbf{r}\|^2 - 2(\mathbf{r}, \mathbf{p}_j) + \|\mathbf{p}_j\|^2$, $j = 2, \dots, J$, система (16) может быть записана в виде

$$\begin{aligned} (\mathbf{p}_j - \mathbf{p}_1, \mathbf{r}) - (\hat{R}_j - \hat{R}_1)\beta = \\ = \frac{1}{2}(\|\mathbf{p}_j\|^2 - \hat{R}_j^2) - \frac{1}{2}(\|\mathbf{p}_1\|^2 - \hat{R}_1^2); \\ j = 2, \dots, J. \end{aligned} \quad (17)$$

Система уравнений (17) является линейной относительно вектора $\mathbf{v} = \begin{pmatrix} \mathbf{r} \\ \beta \end{pmatrix}$:

$$\mathbf{G}\mathbf{v} = \mathbf{w}, \quad (18)$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{G}^T = (\mathbf{g}_2 | \dots | \mathbf{g}_J); \mathbf{g}_j = \begin{pmatrix} \mathbf{p}_j - \mathbf{p}_1 \\ -(\hat{R}_j - \hat{R}_1) \end{pmatrix}; \\ \mathbf{w} = \frac{1}{2}(\langle \mathbf{b}_2, \mathbf{b}_2 \rangle - \langle \mathbf{b}_1, \mathbf{b}_1 \rangle | \dots | \langle \mathbf{b}_J, \mathbf{b}_J \rangle - \langle \mathbf{b}_1, \mathbf{b}_1 \rangle)^T; \end{aligned}$$

$\mathbf{b}_j = \begin{pmatrix} \mathbf{p}_j \\ -\hat{R}_j \end{pmatrix}$; $\langle \mathbf{b}_j, \mathbf{b}_j \rangle = \|\mathbf{p}_j\|^2 - \hat{R}_j^2$ – скалярные произведения Лоренца.

Решение системы (18) $\mathbf{v} = \mathbf{G}^\# \mathbf{w}$, где $\mathbf{G}^\#$ – левая псевдообратная матрица матрицы $\mathbf{G}$. Полученное решение используем для формирования нулевого приближения

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_0 = (\mathbf{v}_0^T \ 0)^T = (\mathbf{r}_0^T \ \beta_0 \ 0)^T = \\ = (x_0 \ y_0 \ z_0 \ \beta_0 \ 0)^T \end{aligned}$$

для решения системы (15), которую будем решать итерационно, методом малого параметра. Для этого представим неизвестное решение в виде

$$\mathbf{V} = \mathbf{V}_0 + \delta \mathbf{V} =$$

$$= (x_0 + \delta x \ y_0 + \delta y \ z_0 + \delta z \ \beta_0 + \delta \beta \ \delta \gamma)^T \quad (19)$$

и разложим систему (15) в ряд Тейлора в окрестности точки $\mathbf{V}_0$, ограничиваясь величинами первого порядка малости включительно:

$$\begin{aligned} \left(\frac{x_0 - x_j}{R_{0j}} \ \frac{y_0 - y_j}{R_{0j}} \ \frac{z_0 - z_j}{R_{0j}} \ 1 \ R_{0j} \right) \delta \mathbf{V} = \\ = \hat{R}_j - R_{0j} - \beta_0; \\ j = 1, \dots, J, \end{aligned} \quad (20)$$

где $R_{0j} = \sqrt{(x_j - x_0)^2 + (y_j - y_0)^2 + (z_j - z_0)^2}$ – оценка истинной дальности. В матричной записи решение системы (20) примет вид

$$\delta \mathbf{V} = \mathbf{Q}^\# \Delta \hat{\mathbf{R}},$$

$$\text{где } \mathbf{Q} = \left(\frac{x_0 - x_j}{R_{0j}} \ \frac{y_0 - y_j}{R_{0j}} \ \frac{z_0 - z_j}{R_{0j}} \ 1 \ R_{0j} \right)_{j=1}^J -$$

матрица размера $J \times 5$; $\mathbf{Q}^\#$ – псевдообратная матрица; $\Delta \hat{\mathbf{R}} = (\hat{R}_j - R_{0j} - \beta_0)_{j=1}^J$. Окончательное решение имеет вид (19).

В таблице приведены результаты моделирования синтезированного алгоритма, получившего название модифицированного СР-алгоритма, при тех же сценарных условиях, что были приняты ранее. Как следует из таблицы, использование предлагаемого алгоритма позволило практически полностью ликвидировать смещение оценок: даже в вертикальной плоскости оно получилось меньшим 1 м.

Увеличение СКО оценки высоты, которое составило 60 %, является платой за введение новой переменной γ в состав вектора неизвестных системы (15). Отметим, что полученное значение СКО оценки высоты осталось в допустимых для WAM-системы пределах.

Заключение. Неоднородность тропосферы как среды распространения сигналов широкозонных мультилатерационных систем навигации (WAM-систем) приводит к смещению оценок местоположения воздушных судов. Особенно большие значения смещений получаются в вертикальной плоскости. Это делает задачу синтеза алгоритма оценивания местоположения с компенсацией возникающих вследствие рефракции радиоволн в тропосфере ошибок чрезвычайно актуальной.

В статье показано, что рефракционная ошибка при измерении дальности до воздушного судна линейно зависит от его дальности. На основании этой модели в статье синтезирован модифицированный суммарно-разностный алгоритм оценки координат воздушных судов. Модификация заключается во введении и последующей оценке дополнительного неизвестного параметра, который характеризует увеличение оптического пути радиосигнала в тропосфере по сравнению со свободным пространством. Алгоритм позволяет ликвидировать возникающее из-за рефракции смещение оценок координат ценой небольшого увеличения СКО оценки высоты вследствие увеличения количества неизвестных системы уравнений, решением которой является вектор координат воздушного судна.

Список литературы

1. Multilateration (MLAT) Concept of Use. Edition 1, ICAO Asia and Pacific Office, Sep. 2007. URL: https://www.icao.int/APAC/Documents/edocs/mlat_concept.pdf (дата обращения 30.11.18)
2. Leonardi M., Mathias A., Galati G. Two Efficient Localization Algorithms for Multilateration // Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies. 2009. Vol. 1, iss. 3. P. 223–229. doi: 10.1017/s1759078709000245
3. Efficient location strategy for airport surveillance using mode-s multilateration systems / I. A. Mantilla-Gaviria, M. Leonardi, G. Galati, J. V. Balbastre-Tejedor, E. D. L. Reyes // Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies. 2012. Vol. 4, iss. 2. P. 209–216. doi: 10.1017/s1759078712000104
4. Localization algorithms for multilateration (MLAT) systems in airport surface surveillance / I. A. Mantilla-Gaviria, M. Leonardi, G. Galati, J. V. Balbastre-Tejedor // Signal, Image and Video Processing. 2015. Vol. 9, iss. 7. P. 1549–1558. doi: 10.1007/s11760-013-0608-1
5. Монаков А. А. Алгоритм оценки координат объектов для систем мультилатерации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 4. С. 38–46. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-38-46
6. Монаков А. А. Комбинированный алгоритм оценки координат в многопозиционной дальномерной навигационной системе // XXV Междунар. науч. конф. "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, 2019. Т. 4. С. 8–16.
7. Schüler T. The TropGrid2 standard tropospheric correction model // GPS Solut. 2014. Vol. 18, iss. 1. P. 123–131. doi: 10.1007/s10291-013-0316-x
8. Juni I., Rózsa S. Validation of a New Model for the Estimation of Residual Tropospheric Delay Error Under Extreme Weather Conditions // Periodica Polytechnica Civil Engineering. 2019. Vol. 63, № 1. P. 121–129. doi: 10.3311/PPci.12132
9. Corrections of stratified tropospheric delays in SAR interferometry: Validation with global atmospheric models / M.-P. Doin, C. Lasserre, G. Peltzer, O. Cavalié, C. Doubre // J. of Applied Geophysics. 2009. Vol. 69, № 1. P. 35–50. doi: 10.1016/j.jappgeo.2009.03.010
10. Yu Z., Li Z., Wang S. An Imaging Compensation Algorithm for Correcting the Impact of Tropospheric Delay on Spaceborne High-Resolution SAR // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2015. Vol. 53, № 9. P. 4825–4836. doi: 10.1109/TGRS.2015.2411261
11. De Miguel G., Portas J. B., Herrero J. G. Correction of propagation errors in Wide Area Multilateration systems // European Radar Conf. (EuRAD), Rome, Italy, 2009. P. 81–84.
12. Abbud J. M., De Miguel G., Portas J. B. Correction of systematic errors in Wide Area Multilateration // Tyrrhenian Intern. Workshop on Digital Communications – Enhanced Surveillance of Aircraft and Vehicles, Capri, Italy, 2011. P. 173–178.
13. Abbud J., De Miguel G. Joint Target Tracking and Systematic Error Correction for Wide Area Multilateration // Electronic Navigation Research Institute (eds) Air Traffic Management and Systems. Lecture Notes in Electrical Engineering. Springer, Tokyo, Japan, 2014. Vol. 290. P. 175–191. doi: 10.1007/978-4-431-54475-3_10
14. Manual of the ICAO standard atmosphere, Doc 7488/3, 1993. P. 305. URL: http://files.fip.rshu.ru/Новый_каталог/2/doc/Руководство%20по%20стандартной%20атмосфере%20ICAO_Doc7488.pdf (дата обращения 24.07.2014)
15. Рекомендация МСЭ-R P. 453-10 "Индекс рефракции радиоволн: его формула и данные о рефракции", Женева. 2012. № 2. P. 30. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.453-10-201202-S!!PDF-R.pdf (дата обращения 11.06.2019)
16. Черный Ф. Б. Распространение радиоволн. М.: Сов. радио, 1972. 464 с.

Информация об авторах

Монаков Андрей Алексеевич – доктор технических наук (2000), профессор (2005) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Почетный машиностроитель РФ (2005), почетный работник высшего профессионального образования РФ (2006). Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; радиолокация; исследование природных сред радиотехническими методами; управление воздушным движением. Адрес: Институт радиотехники, электроники и связи, Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, ул. Большая Морская, д. 67а, Санкт-Петербург, 190000, Россия
E-mail: a_monakov@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0003-4469-0501>

Миролюбов Александр Маркович – кандидат технических наук (2004), главный конструктор КСА УВД, ЗАО "Азимут-Альянс". Автор более 15 научных работ. Сфера научных интересов – управление воздушным движением, обработка информации наблюдения, процедуры, основанные на плановых траекториях ВС. Адрес: Закрытое акционерное общество "Азимут-Альянс", Пискаревский пр., д. 2, к. 3, лит. А, пом. 727 Санкт-Петербург, 195027, Россия
E-mail: al_mirol@inbox.ru

References

1. Multilateration (MLAT) Concept of Use. Edition 1, ICAO Asia and Pacific Office, Sep. 2007. Available at: https://www.icao.int/APAC/Documents/edocs/mlat_concept.pdf (accessed 30.11.18)
2. Leonardi M., Mathias A., Galati G. Two Efficient Localization Algorithms for Multilateration. Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies. 2009, vol. 1, iss. 3, pp. 223–229. doi: 10.1017/s1759078709000245
3. Mantilla-Gaviria I. A., Leonardi M., Galati G., Balbastre-Tejedor J. V., Reyes E. D. L. Efficient location strategy for airport surveillance using mode-s multilateration systems. Intern. J. of Microwave and Wireless Technologies. 2012, vol. 4, iss. 2, pp. 209–216. doi: 10.1017/s1759078712000104
4. Mantilla-Gaviria I. A., Leonardi M., Galati G., Balbastre-Tejedor J. V. Localization algorithms for multilateration (MLAT) systems in airport surface surveillance. Signal, Image and Video Processing. 2015, vol. 9, iss. 7, pp. 1549–1558. doi: 10.1007/s11760-013-0608-1
5. Monakov A. A. Localization Algorithm for Multilateration Systems. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 4, pp. 33–41. doi: 10.32603/1993-8985-2018-21-4-38-46 (In Russ.)
6. Monakov A. A. Combined positioning algorithm for a multipositional range-based navigation system. // XXV Intern. Scientific Conf. "Radiolocation, Navigation and Communication", Voronezh. 2019, vol. 4, pp. 8–16. (In Russ.)
7. Schüler T. The TropGrid2 standard tropospheric correction model. GPS Solut. 2014, vol. 18, iss. 1, pp. 123–131. doi: 10.1007/s10291-013-0316-x
8. Juni I., Rózsa S. Validation of a New Model for the Estimation of Residual Tropospheric Delay Error Under Extreme Weather Conditions. Periodica Polytechnica Civil Engineering. 2019, vol. 63, no. 1, pp. 121–129. doi: 10.3311/PPci.12132
9. Doin M.-P., Lasserre C., Peltzer G., Cavalié O., Doubré C. Corrections of stratified tropospheric delays in SAR interferometry: Validation with global atmospheric models. J. of Applied Geophysics. 2009, vol. 69, no. 1, pp. 35–50. doi: 10.1016/j.jappgeo.2009.03.010
10. Yu Z., Li Z., Wang S. An Imaging Compensation Algorithm for Correcting the Impact of Tropospheric Delay on Spaceborne High-Resolution SAR. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2015, vol. 53, no. 9, pp. 4825–4836. doi: 10.1109/TGRS.2015.2411261
11. De Miguel G., Portas J. B., Herrero J. G. Correction of propagation errors in Wide Area Multilateration systems. European Radar Conf. (EuRAD), Rome, Italy, 2009, pp. 81–84.
12. Abbud J. M., De Miguel G., Portas J. B. Correction of systematic errors in Wide Area Multilateration. Tyrrhenian Intern. Workshop on Digital Communications – Enhanced Surveillance of Aircraft and Vehicles, Capri, Italy, 2011, pp. 173–178.
13. Abbud J., De Miguel G. Joint Target Tracking and Systematic Error Correction for Wide Area Multilateration. Electronic Navigation Research Institute (eds) Air Traffic Management and Systems. Lecture Notes in Electrical Engineering. Springer, Tokyo, Japan, 2014, vol. 290, pp. 175–191. doi: 10.1007/978-4-431-54475-3_10
14. Manual of the ICAO standard atmosphere, Doc 7488/3, 1993. P. 305. URL: http://files.fip.rshu.ru/Новый%20каталог/2/doc/Руководство%20по%20стандартной%20атмосфере%20ICAO_Doc7488.pdf (дата обращения 24.07.2014)
15. Recommendation ITU-R P.453-10, "The radio refractive index: its formula and refractivity data", Geneva, February 2012, 30 p. Available at: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.453-10-201202-S!!PDF-R.pdf (accessed 11.06.2019) (In Russ.)
16. Chernyi F. B. Radiowave propagation. M.: Sov. Radio, 1972, 464 p. (In Russ.)

Information about the authors

Andrey A. Monakov, Dr. Sci. (Eng.) (2000), Professor (2005) of the Department of radio equipment systems of the Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Honorable Mechanical Engineer of the Russian Federation (2005), Honorable Worker of Higher Professional Education of the Russian Federation (2006). The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing; radar theory; microwave remote sensing; air traffic control.

Address: Institute of Radio Engineering, Electronics and Communications, Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67A Bolshaja Morskaja St., St Petersburg 190000, Russia

E-mail: a_monakov@mail.ru

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

Aleksandr M. Mirolubov, Cand. Sci. (Eng.) (2004), Chief designer of ATM System, JSC "Azimut–Alliance". The author of more than 15 scientific publications. Area of expertise: air traffic control, surveillance data processing, trajectory based operations.

Address: JSC "Azimut-Alliance", 2/3 A Piskarevsky Pr., off. 727, St Petersburg 195027, Russia

E-mail: al_mirol@inbox.ru

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

УДК 531.768

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-6-70-83>

Выбор материала чувствительных элементов акселерометров на основе ПАВ

С. Ю. Шевченко[✉], Д. А. Михайленко, Д. П. Лукьянов

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

[✉] syshevchenko@mail.ru

Аннотация

Введение. Датчики на основе поверхностных акустических волн (ПАВ) являются стремительно развивающимся направлением и перспективной заменой классических датчиков, особенно в тех сферах, где длительная работоспособность последних под вопросом. Принцип работы датчиков на ПАВ основан на акустических колебаниях, поэтому выбор пьезоэлектрического материала консоли с учетом внешних влияний на будущее устройство и его условий работы является важнейшей задачей. Синтезировано и создано множество монокристаллических структур и их срезов для устройств на поверхностных акустических волнах. Основными материалами, применяемыми для изготовления подложек, являются кристаллы кварца (SiO_2), ниобата лития (LiNbO_3), тантала лития (LiTaO_3) и пленочный нитрид алюминия (AlN). Производятся новые кристаллические структуры: лангасит ($\text{La}_3\text{Ga}_5\text{SiO}_{14}$), лангитат ($\text{La}_3\text{Ga}_{5.5}\text{Ta}_{0.5}\text{O}_{14}$), ланганит и др. Проблема применения подобных материалов для изготовления консолей – отсутствие систематизированных данных о важных характеристиках для распространения ПАВ, к примеру тензора упругости 4-го ранга. Чтобы преодолеть указанный недостаток, предложена конструкция микромеханического акселерометра на основе ПАВ, основанного на мембранном чувствительном элементе (ЧЭ) для более равномерного распределения нагрузки по поверхности ЧЭ. Одна из ключевых проблем для дальнейшего развития датчиков на основе ПАВ – одностороннее закрепление прямоугольных и треугольных ЧЭ в корпусе датчика.

Цель работы. Показать преимущества использования AlN как материала чувствительного элемента кольцевого волнового резонатора на поверхностных акустических волнах.

Материалы и методы. Применение метода конечных элементов и математическая обработка в AutoCAD 2019 и COMSOL Multiphysics 5.4.

Результаты. Предложено использовать AlN в качестве материала чувствительного элемента для измерения ускорения на основе ПАВ. Предлагаемое решение сравнивалось с существующими прототипами, основанными на использовании мембран $\text{SiO}_2/\text{LiNbO}_3$, которые характеризуются сильными анизотропными свойствами. Создана 3D-модель ЧЭ кольцевого волнового резонатора на поверхностных волнах. Используя компьютерное моделирование и программное обеспечение COMSOL Multiphysics доказано, что конструкция способна выдерживать воздействия свыше 10 000 g и чувствительный элемент на основе изотропного AlN преодолевает ограничения как низкой чувствительности SiO_2 , так и малой температурной стабильности LiNbO_3 . AlN демонстрирует почти двойную устойчивость к необратимым механическим деформациям по сравнению с SiO_2 , что, в свою очередь, позволяет дополнительно повысить чувствительность в 1.5 раза по сравнению с датчиками на основе кварца.

Заключение. Исходя из созданной модели, можно сделать вывод о перспективности использования нитрида алюминия как материала для чувствительного элемента, особенно для измерения больших значений ускорения, но с ограничениями по температурной чувствительности материала.

Ключевые слова: микроэлектромеханические системы, микромеханический акселерометр, чувствительный элемент, поверхностные акустические волны, встречно-штыревой преобразователь, анизотропный материал, изотропный материал

Для цитирования: Шевченко С. Ю., Михайленко Д. А., Лукьянов Д. П. Выбор материала чувствительных элементов акселерометров на основе ПАВ // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 6. С. 70–83. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-70-83

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарности. С. Ю. Шевченко и Д. А. Михайленко благодарят Российский Научный Фонд за поддержку в рамках проекта № 20-19-00460.

Статья поступила в редакцию 08.06.2020; принята к публикации после рецензирования 29.10.2020; опубликована онлайн 29.12.2020

© Шевченко С. Ю., Михайленко Д. А., Лукьянов Д. П., 2020



Selection of the Material for the Sensitive Elements of SAW-based Accelerometers

Sergey Yu. Shevchenko✉, Denis A. Mikhailenko, Dmitriy P. Lukyanov

Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ syshevchenko@mail.ru

Abstract

Introduction. At the present, sensors based on surface acoustic waves (SAW) is a rapidly developing direction and a promising replacement for classical sensors, especially in those areas where long-term performance of latter is questionable. The principle of operation of SAW sensors is based on acoustic vibrations, therefore, the choice of piezoelectric material of a console, considering external influences on a future device and its operating conditions, is the most important task. Currently, many monocrystalline structures and their sections have been synthesized and created for the devices using SAW. The main materials used for the manufacture of substrates are crystals of quartz (SiO_2), lithium niobate (LiNbO_3), lithium tantalate (LiTaO_3) and film aluminum nitride (AlN). Also, new crystal structures: langasite ($\text{La}_3\text{Ga}_5\text{SiO}_{14}$), langatate ($\text{La}_3\text{Ga}_{5.5}\text{Ta}_{0.5}\text{O}_{14}$), langanite and others were produced. The problem of using such materials for the manufacture of consoles is the lack of systematized data on important characteristics for the propagation of surfactants, for example, the elasticity tensor of the 4th rank. One of the key problems for the further development of SAW-based sensors is the one-way fastening of rectangular and triangular sensitive elements (SE) in sensor housing. In order to overcome the above drawback an MMA surfactant thing based on a membrane SE for a more uniform distribution of a load over the surface of the SE was proposed.

Aim. To show the advantages of using AlN as the SE material of a ring wave resonator on SAW.

Materials and methods. The theoretical part of the research was carried out using the finite element method. Mathematical processing was implemented in AutoCAD 2019 and in COMSOL Multiphysics 5.4.

Results. The use of AlN, which acts as the SE material for measuring an acceleration based on SAW was proposed. The proposed solution was compared with existing prototypes based on the use of SiO_2 / LiNbO_3 membranes, which were characterized by strong anisotropic properties. A 3D model of the SE of a ring wave resonator on surface waves was created. Using computer simulations and COMSOL Multiphysics software, it was shown that the thing was capable to withstand exposures in excess of 10 000 g, and an isotropic AlN sensor overcame the limitations of both the low sensitivity of SiO_2 and the low temperature stability of LiNbO_3 . AlN demonstrated almost double resistance to irreversible mechanical deformations as compared to SiO_2 , which, in turn, allows an additional 1.5-fold increase in sensitivity compared to quartz – based sensors.

Conclusion. Based on the data obtained by the modeling, it can be concluded that the use of AlN as SE material is promising, especially for measuring high acceleration values, but with restrictions on temperature sensitivity of the material.

Keywords: microelectromechanical systems, micromechanical accelerometer, sensitive element, surface acoustic waves, interdigital transducer, anisotropic material, isotropic material

For citation: Shevchenko S. Yu., Mikhailenko D. A., Lukyanov D. P. Selection of the Material for the Sensitive Elements of SAW-based Accelerometers. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 6, pp. 70–83. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-70-83

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Acknowledgments. S. Yu. Shevchenko and D. A. Mikhailenko are grateful to the Russian Science Foundation for funding within the Project no. 20-19-00460.

Submitted 08.06.2020; accepted 29.10.2020; published online 29.12.2020

Введение. В течение всего XX в. традиционные конструкции акселерометров характеризовались чрезмерными массой и размерами, что препятствовало их широкому использованию. С развитием микроэлектронных технологий размеры датчиков существенно уменьшились, но в то же время значительно снизилась их точность и механическая прочность. Прочность торсионов, используемых в классических датчиках микроэлектромеханических систем (МЭМС), сильно ограничена, что приводит к их неспособности противостоять перегрузкам, вызванным чрезмерным ускорением и/или внешними механическими силами.

Датчики на основе поверхностных акустических волн (ПАВ), хотя и менее развиты на сегодняшний день, являются достаточно перспективным направлением и многообещающей альтернативой классическим системам. Последние разработки на основе монокристаллических конструкций характеризуются относительно высокой стабильностью параметров и низким энергопотреблением (0.5...1 Вт) [1]. Хотя микроэлектромеханические акселерометры на основе ПАВ (ММА) в настоящее время все еще находятся в стадии разработки, на рынке доступны датчики ПАВ, которые широко используются в других областях – от медицины и безопасности жизнедеятельности до беспилотных устройств, например паро- и газоанализаторы [2–4], системы контроля температуры [5, 6], а также системы обнаружения давления [7].

Одним из ключевых требований для дальнейшего развития ММА на основе ПАВ и подобных устройств является поиск новых пьезоэлектрических материалов для консоли чувствительного элемента (ЧЭ), которые могли бы преодолеть типичные ограничения существующих прототипов [8–11].

Недавно [12] была предложена конструкция ММА на основе ПАВ, основанного на кольцевом ЧЭ для более равномерного распределения нагрузки по поверхности ЧЭ, чтобы преодолеть недостатки прямоугольных [13, 14] и треугольных ЧЭ [15]. В данном исследовании расширяются предыдущие выводы в отношении:

- оптимизации крепления ЧЭ в корпусе;
- поиска лучшего материала для перспективной конструкции ЧЭ в соответствии с его частотными характеристиками;

– оценки потенциальных внешних воздействий, таких, как чрезмерное ускорение и температуры на ЧЭ, оцениваемых с помощью компьютерного моделирования с использованием программного пакета COMSOL Multiphysics.

Программный пакет COMSOL Multiphysics позволяет моделировать большинство мультифизических процессов, а также задавать параметры и свойства материалов: плотность, теплопроводность, модуль Юнга и многие др., в том числе тензор упругости 4-го ранга, матрицу связи и матрицу относительной диэлектрической проницаемости, согласно которым материалу задается анизотропия.

Конструкция чувствительного элемента. Общий вид мембранного чувствительного элемента представлен на рис. 1. Модель выполнялась в программном пакете AutoCAD-2019 с последующим импортом модели в COMSOL Multiphysics вследствие ограниченных возможностей CAD-редактора последнего. Резонатор состоит из двух встречно-штыревых преобразователей (ВШП) в форме кольца (3) и пьезоэлектрического кристалла, расположенного между преобразователями (1). Вся конструкция ограничена по глубине и по радиусу демпфирующей средой для подавления паразитных отражений волн от внешних границ.

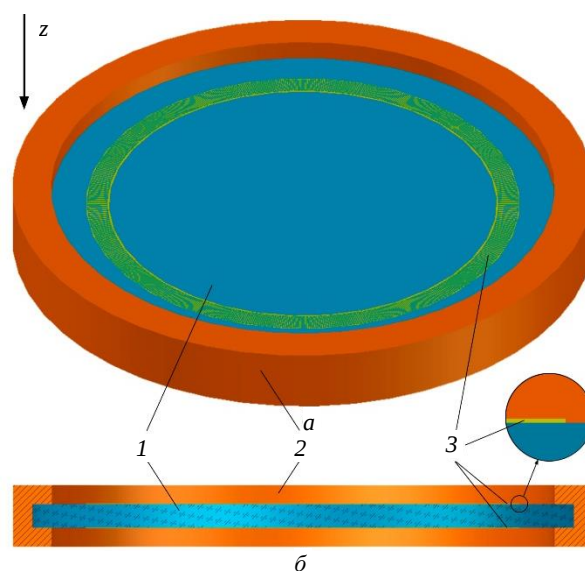


Рис. 1. Мембранный чувствительный элемент
(а – общий вид, б – вид спереди): 1 – мембрана; 2 – корпус;
3 – встречно-штыревой преобразователь
Fig. 1. Membrane sensitive element
(a – general view, b – front view): 1 – membrane; 2 – housing;
3 – inter-digital transducer

Конструкция ВШП представлена на рис. 2. Начальные габаритные характеристики ВШП взяты из [16, 17]. Согласно расчетам, при угловом периоде преобразователя $\theta_p = 1^\circ$ и высоте $h = 0.2$ мкм длина периода ВШП в центре кольца составляет 18.5 мкм. Принимая данное значение за длину волны (λ) и учитывая, что ПАВ затухают примерно на глубине трех длин волн, толщина мембраны составит 8λ .

Также необходимо учесть, что нитрид алюминия является пленочным материалом и для его

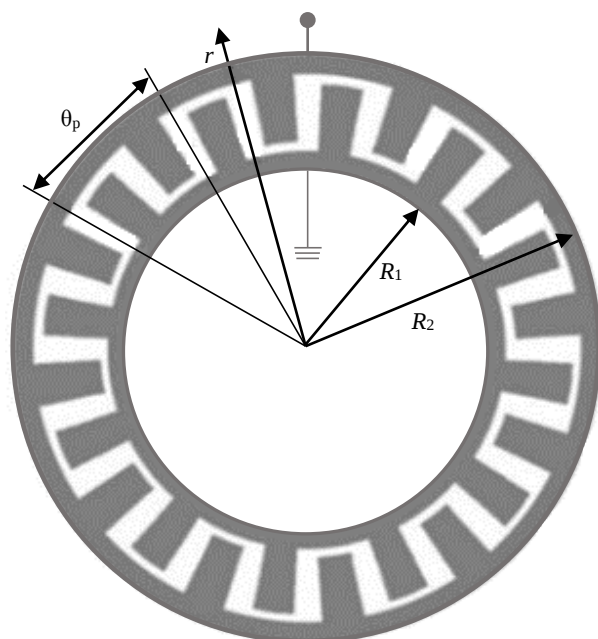


Рис. 2. Встречно-штыревой преобразователь
Fig. 2. Inter-digital transducer

использования требуется напыление. В качестве подложки нитрида алюминия используется кварц толщиной 4λ . На подложку с двух сторон напыляется нитрид алюминия толщиной 4λ на каждую сторону.

Для удобства сравнения результатов будут использоваться одинаковые габаритные характеристики модели, поэтому общая высота мембран из всех используемых материалов составит 12λ , или 222 мкм. Радиус консоли равен 1500 мкм.

Компьютерное моделирование. Способ крепления чувствительного элемента. Для определения оптимального способа крепления мембраны к корпусу и нахождения распределения нагрузки требуется создать внешнее воздействие в виде ускорения. Характеристики используемых материалов представлены в табл. 1–7. Диапазон задаваемых значений – $0 \dots 40\,000$ g. Ускорение действует перпендикулярно плоскости мембраны, или по оси z (рис. 1). Используются две модели крепления мембраны: с помощью силиконового клея и без него (рис. 3). Закрепляемое расстояние мембраны в корпусе (l_{fix}) составляет 50 мкм. Толщина силиконового клея, включенного в расчеты первой модели, равна 10 мкм с каждой стороны мембраны. Распределение нагрузки и смещений по диаметральному срезу консоли из SiO_2 при ускорении $40\,000$ g представлено на рис. 4 и 5 соответственно.

Табл. 1. Характеристики пьезоэлектрических материалов и силиконового клея
Table 1. Characteristics of piezoelectric materials and silicone adhesive

Характеристика	ST-срез SiO_2	YX-128°-срез LiNbO_3	AlN	Силиконовый клей
Скорость распространения волны, м/с	3158	3961	5705	–
Плотность, кг/м ³	2650	4640	3300	1700
Модуль Юнга, Па	–	–	$310 \cdot 10^9$	$25 \cdot 10^6$
Коэффициент Пуассона	–	–	0.24	0.48
Предел прочности, Па	$48 \cdot 10^6$	$110 \cdot 10^6$	$250 \cdot 10^6$	–
Коэффициент теплового расширения, К ⁻¹	$13.37 \cdot 10^{-6}$	$14.8 \cdot 10^{-6}$	$5.6 \cdot 10^{-6}$	$275 \cdot 10^{-6}$
Теплопроводность, Вт/(м·К)	6.5	4.6	170	1.375
Удельная теплоемкость, Дж/(кг·К)	744	630	780	1175

Табл. 2. Матричный вид тензора упругости 4-го ранга ST-среза кварца, ГПа
Table 2. Matrix form of the tensor of elasticity of the 4th rank of ST-cut quartz, GPa

	$C_{E_{1n}}$	$C_{E_{2n}}$	$C_{E_{3n}}$	$C_{E_{4n}}$	$C_{E_{5n}}$	$C_{E_{6n}}$
$C_{E_{m1}}$	86.736	27.522	-8.626	0.293	0	0
$C_{E_{m2}}$	27.522	97.744	-5.4184	13.010	0	0
$C_{E_{m3}}$	-8.626	-5.418	130.841	-0.704	0	0
$C_{E_{m4}}$	0.293	13.010	-0.701	40.614	0	0
$C_{E_{m5}}$	0	0	0	0	30.052	6.802
$C_{E_{m6}}$	0	0	0	0	6.802	67.805

Табл. 3. Матрица связи ST-среза кварца, См/м²
Table 3. Coupling matrix ST-cut quartz, S/m²

	e_{1n}	e_{2n}	e_{3n}	e_{4n}	e_{5n}	e_{6n}
e_{m1}	0.17100	-0.03492	-0.13608	0.8000	0	0
e_{m2}	0	0	0	0	0.06702	-0.09538
e_{m3}	0	0	0	0	-0.07562	0.10762

Табл. 4. Матрица относительной диэлектрической проницаемости ST-среза кварца
Table 4. ST-cut quartz relative permittivity matrix

	$\epsilon_{rS\ 1n}$	$\epsilon_{rS\ 2n}$	$\epsilon_{rS\ 3n}$
$\epsilon_{rS\ m1}$	4.4280	0	0
$\epsilon_{rS\ m2}$	0	4.5434	0.1022
$\epsilon_{rS\ m3}$	0	0.1022	4.5186

Табл. 5. Матрица связи среза YX/128° ниобата лития, См/м²
Table 5. Coupling matrix cut YX/128° of lithium niobate, S/m²

	e_{1n}	e_{2n}	e_{3n}	e_{4n}	e_{5n}	e_{6n}
e_{m1}	0	0	0	0	4.4724	0.2788
e_{m2}	-1.8805	4.4467	-1.5221	0.0674	0	0
e_{m3}	1.7149	-2.6921	2.3136	0.6338	0	0

Табл. 6. Матрица относительной диэлектрической проницаемости среза YX/128° ниобата лития
Table 6. Cut YX/128° of lithium niobate relative permittivity matrix

	$\epsilon_{rS\ 1n}$	$\epsilon_{rS\ 2n}$	$\epsilon_{rS\ 3n}$
$\epsilon_{rS\ m1}$	43.6000	0	0
$\epsilon_{rS\ m2}$	0	38.1270	-7.0055
$\epsilon_{rS\ m3}$	0	-7.0055	34.6330

Табл. 7. Матричный вид тензора упругости 4-го ранга среза YX/128° ниобата лития, ГПа
Table 7. Matrix form of the tensor of elasticity of the 4th rank of the cut YX/128° of lithium niobate, GPa

	$C_{E_{1n}}$	$C_{E_{2n}}$	$C_{E_{3n}}$	$C_{E_{4n}}$	$C_{E_{5n}}$	$C_{E_{6n}}$
$C_{E_{m1}}$	202.900	69.985	57.842	12.846	0	0
$C_{E_{m2}}$	69.985	193.970	90.330	9.312	0	0
$C_{E_{m3}}$	57.842	90.330	221.160	8.003	0	0
$C_{E_{m4}}$	12.846	9.312	8.003	75.323	0	0
$C_{E_{m5}}$	0	0	0	0	56.860	-5.092
$C_{E_{m6}}$	0	0	0	0	-5.092	77.919

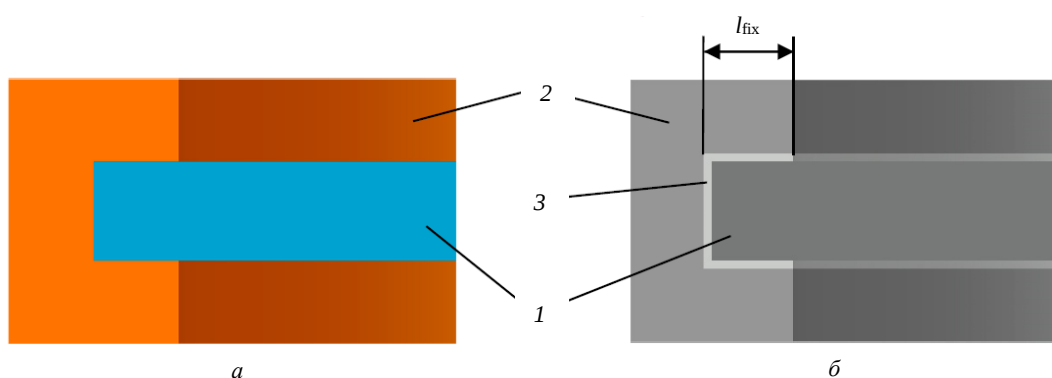


Рис. 3. Способы крепления консоли: а – жесткое; б – с использованием силиконового клея
(1 – консоль; 2 – корпус; 3 – силиконовый клей)

Fig. 3. Console attachment methods: а – rigid and б – using silicone adhesive (1 – console; 2 – housing; 3 – silicone adhesive)

Ниобат лития и кварц являются анизотропными материалами, а нитрид алюминия – изотропным. На рис. 4 показано, что смещения материала были неравномерными из-за анизотропии, когда кварц использовался в качестве материала подложки. Однако для нитрида алюминия такой

эффект не наблюдался и смещения материала были однородными.

Результаты моделирования показали, что при жестком креплении консоли в корпусе датчика нагрузка сосредоточивается в районе крепления, что пагубно влияет на чувствительность

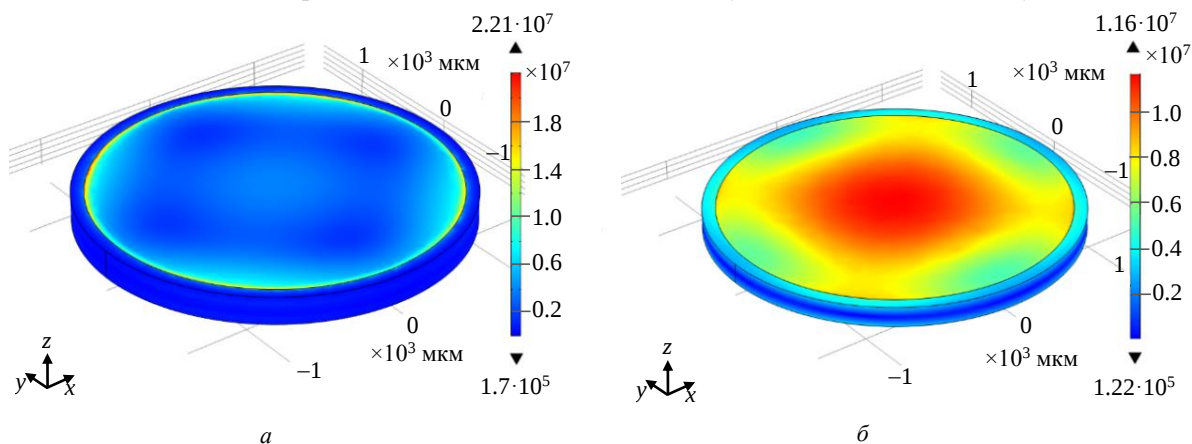


Рис. 4. Распределение нагрузки по консоли из ST-среза SiO₂: а – при жестком креплении; б – при использовании силиконового клея

Fig. 4. Load distribution over the console made of ST-cut SiO₂: а – for rigid attachment and б – silicone adhesive

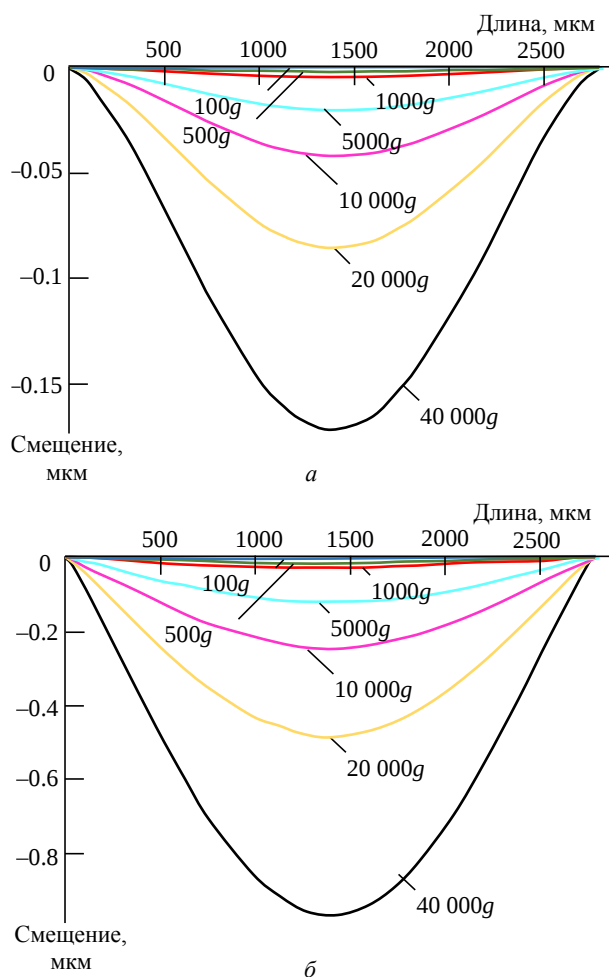


Рис. 5. Графики распределения нагрузки по диаметальному срезу консоли из ST-среза SiO_2 : а – при жестком креплении; б – при использовании силиконового клея
Fig. 5. Console displacement over the console made of ST-cut SiO_2 : а – with rigid attachment and б – silicon adhesive

акселерометра, поскольку консоль испытывает малую деформацию по оси чувствительности. При использовании силиконового клея для крепления консоли нагрузка равномерно распределяется по площади консоли. Оптимальное расстояние для размещения структуры ВШП – 1090 мкм от центра консоли. Моделирование проводилось для трех материалов, выборка из трех значений для демонстрации эффекта представлена в табл. 8.

Частотные характеристики. При определении резонансной моды для каждого материала принимается длина одного периода ВШП в 18.5 мкм согласно габаритным характеристикам ЧЭ (рис. 6). Для свободной поверхности резонансная частота для SiO_2 составила 168.21 МГц, LiNbO_3 – 212.38 МГц, AlN – 316.49 МГц. Необходимо принимать во внимание, что частично

или полностью металлизированная поверхность уменьшит скорость распространения волны по поверхности материала, что приведет к уменьшению резонансной частоты.

Поскольку вся структура ЧЭ однотипна, для определения комплексной проводимости материалов в моделировании возможно использование одного периода ВШП. На рис. 7 для примера представлен пятиградусный сегмент консоли ЧЭ, иллюстрирующий распространение по ниобату лития. Видно, что акустические волны распро-

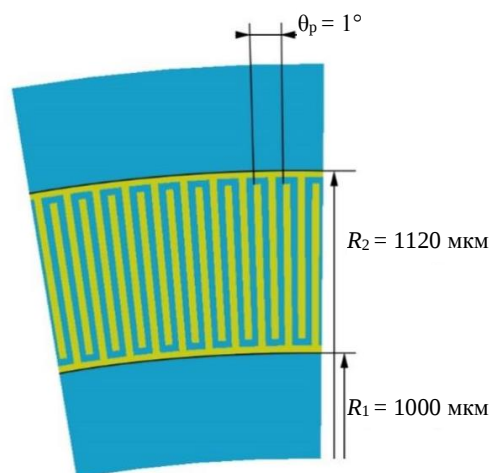


Рис. 6. Геометрия встречно-штыревого преобразователя
Fig. 6. Inter-digital transducer geometry

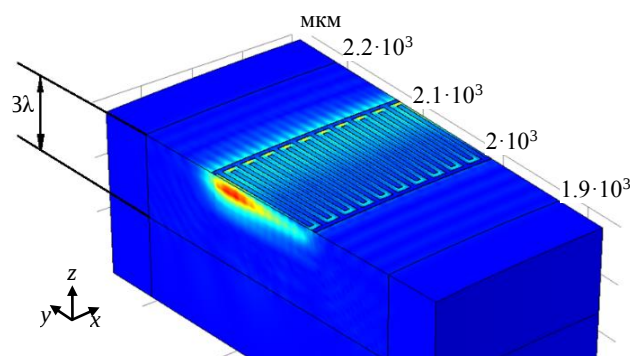


Рис. 7. Распределение ПАВ по поверхности консоли
Fig. 7. SAW-distribution on console surface

Табл. 8. Смещения консоли при использовании силиконового клея, мкм
Table 8. Deformation of the console when using silicone adhesive, μm

Ускорение, g	SiO_2	LiNbO_3	AlN
50	0.00130	0.00131	0.00048
1000	0.02611	0.02626	0.00940
40 000	0.98475	1.05050	0.38802

страняются на глубине до 3λ , что характеризует их как поверхностные акустические волны. Графики реальной и мнимой комплексных проводимостей представлены на рис. 8 и 9.

Сравнивая рис. 9 и [16, 17], можно увидеть, что пиковые частоты расходятся на $\sim 10\%$ (286 МГц [16] и 316.5 МГц). Это свидетельствует об адекватности используемой модели. Разница частот связана с тем, что за последние 10 лет пьезоэлектрические характеристики алюминия были уточнены. Также в описываемом исследовании использовался только функционал программного обеспечения, а в [16, 17] помимо моделирования был задействован аналитический метод. В проведенном исследовании не рассматривались более высокие частоты, поскольку это нецелесообразно для микромеханических датчиков на основе ПАВ из-за резкого увеличения потерь энергии. Также точность модели в этой полосе сомнительна из-за отсутствия экспериментальной проверки.

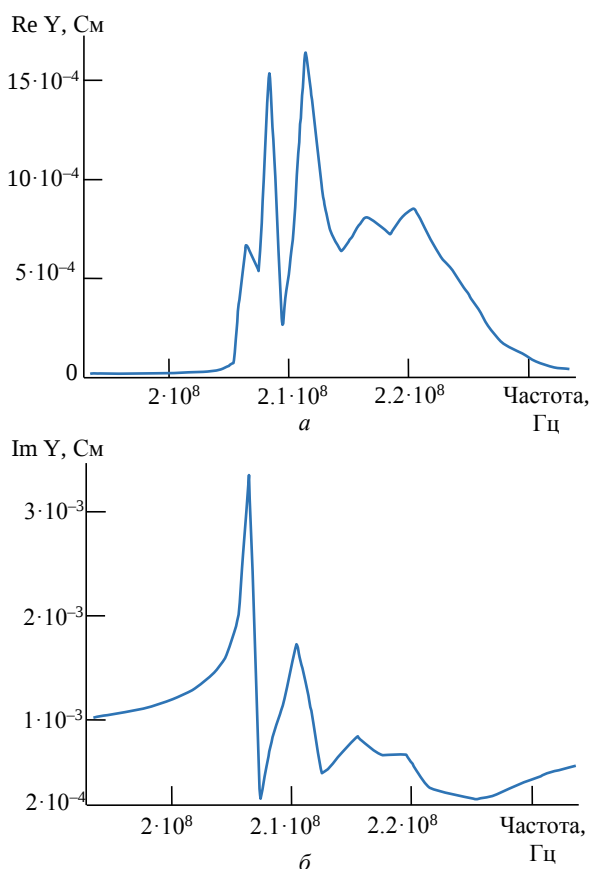


Рис. 8. Составляющие комплексной проводимости для LiNbO₃: *a* – реальная составляющая; *b* – мнимая составляющая

Fig. 8. Admittance component for LiNbO₃: *a* – real and *b* – imaginary

Особенностью кольцевого волнового резонатора на ПАВ является то, что первая гармоника и, следовательно, максимальное значение реальной составляющей комплексной проводимости располагаются на внешней части апертуры ВШП, а вторая – в центральной. По результатам моделирования наибольшее значение реальной составляющей комплексной проводимости для SiO₂ составляет 0.168 мСм, для LiNbO₃ – 88.5 мСм, для AlN – 0.887 мСм.

Возможна оценка элемента чувствительности. На рис. 10 показан график изменения частоты от ускорения при изготовлении консоли из различных материалов.

Чувствительность элемента к воздействию ускорению при использовании SiO₂ составляет 65 Гц/г, LiNbO₃ – 87 Гц/г, AlN – 43 Гц/г в диапазоне до 40 000 г.

Делая вывод из рис. 7–9, можно отметить, что утечка энергии очень значительна. Количествен-

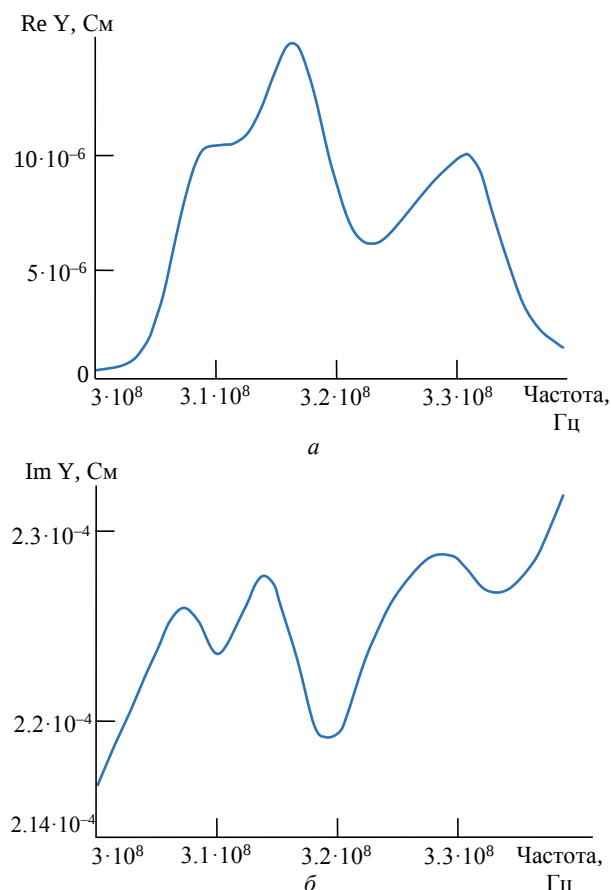


Рис. 9. Составляющие комплексной проводимости для AlN: *a* – реальная составляющая; *b* – мнимая составляющая

Fig. 9. Admittance component for AlN: *a* – real and *b* – imaginary

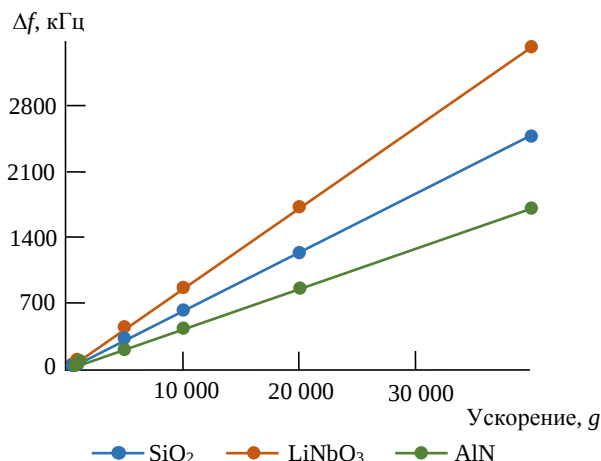


Рис. 10. Зависимость изменения частоты от ускорения
Fig. 10. Dependence of the frequency change under acceleration

но она зависит от показателя добротности: чем ниже добротность, тем больше энергии покидает систему. В выполненном исследовании модель имеет добротность ~ 170 . Эта модель была использована для подтверждения ее адекватности [16, 17]. Чтобы уменьшить потери в системе и повысить добротность, необходимо использовать более высокие частоты либо увеличить диаметр кольцевого резонатора. Также, если рассматривать деформации консоли из различных материалов под воздействием ускорения, можно сделать вывод, что из-за анизотропии ниобата лития и кварца консоль деформируется неравномерно и при попытке подвести первую гармонику под внешнюю часть апертуры ВШП либо рассеивается больше энергии по сравнению с изотропным материалом, либо появляется дополнительная гармоника.

Влияние внешних воздействий на ЧЭ. Температура существенно влияет на пьезоэлектрические материалы. При помощи датчиков на ПАВ возможно измерение температуры среды. В описываемом исследовании температура вносила погрешность в измерение ускорения. Для оценки ее влияния и определения диапазона рабочих температур проводилось моделирование с использованием модели с силиконовым клеем в диапазоне температур от -40 до $+60$ °C с шагом в 5 °C для трех материалов. Графики распределения нагрузки и смещений для кварца представлены на рис. 11. В табл. 9 приведена выборка значений для демонстрации эффекта.

Нагрузка распределяется равномерно по площади консоли. Сжатие или растяжение материала

происходят от центральной части консоли. На рис. 12 представлен график изменения частоты от температуры.

Табл. 9. Деформация консоли при нагреве и охлаждении, мкм
Table 9. Deformation of the console when heating or cooling, μm

Температура, °C	SiO ₂	LiNbO ₃	AlN
-40	-0.0610	-0.0780	-0.0278
-20	-0.0409	-0.0525	-0.0185
0	-0.0204	-0.0275	-0.0097
+20	0	0	0
+40	0.0203	0.0275	0.0095
+60	0.0408	0.0521	0.0186

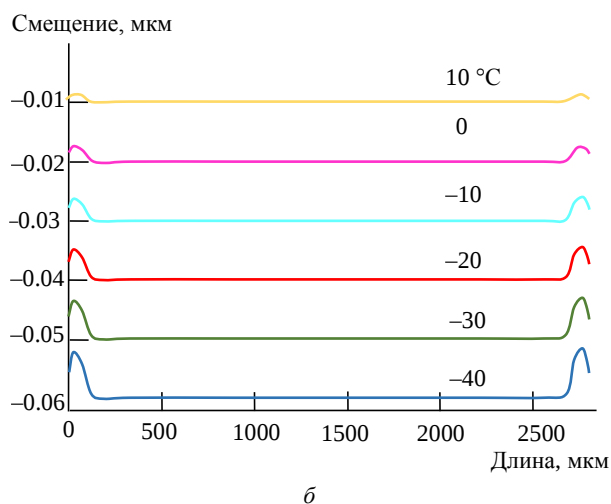
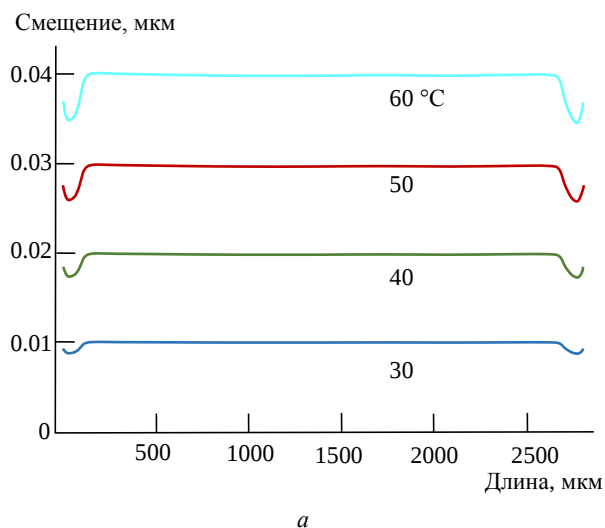


Рис. 11. График распределения нагрузки по диаметральному срезу SiO₂: а – нагрев; б – охлаждение
Fig. 11. Graphs for quartz: а – load distribution and б – displacement

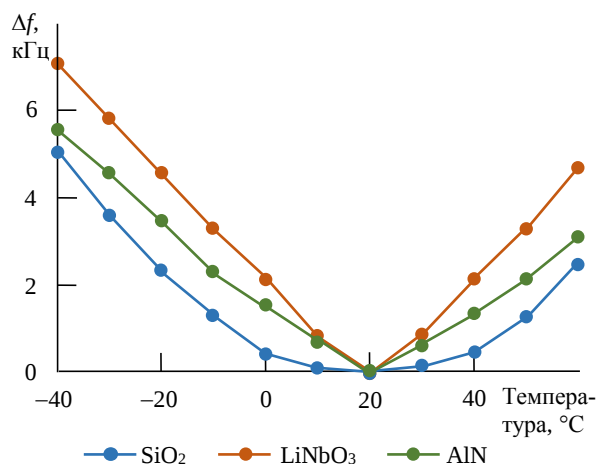


Рис. 12. Зависимость изменения частоты от температуры
Fig. 12. Dependence of the frequency change under temperature

Материалом, наименее подверженным воздействию температуры, является кварц. Его зависимость от температуры имеет вид параболы. Материал, наиболее подверженный воздействию температуры, – ниобат лития. Чувствительность к воздействию температуры при использовании SiO_2 – ~ 43 Гц/°C, LiNbO_3 – ~ 107 Гц/°C, AlN – ~ 77 Гц/°C в диапазоне от -40 до $+60$ °C.

Также моделировалось взаимное влияние ускорения и температуры на ЧЭ в диапазонах $0 \dots 40\,000\text{g}$ и $-40 \dots +60$ °C. В табл. 10–12 представлены выборки значений результатов моделирования для трех материалов, а на рис. 13 – график изменения частоты в зависимости от температуры при ускорении в 100g .

Исходя из полученных данных делаем вывод,

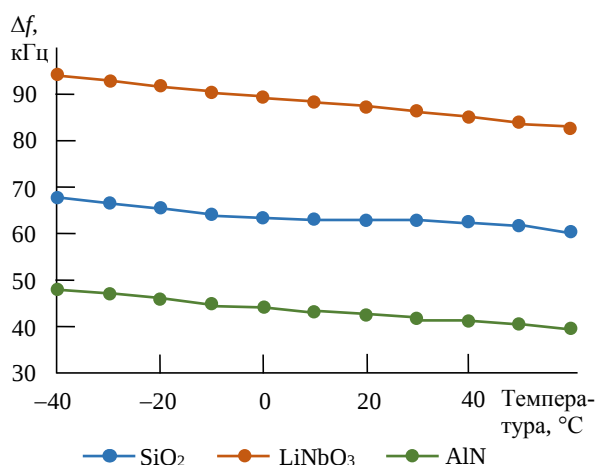


Рис. 13. Зависимость изменения частоты от температуры при ускорении 100g

Fig. 13. Dependence of the frequency change depending on the temperature at an acceleration of 100g

Табл. 10. Деформация консоли из кварца при нагреве/охлаждении и действии ускорения, мкм/МПа

Table 10. Deformation of the quartz console when heating or cooling and acceleration, $\mu\text{m}/\text{MPa}$

Температура, °C	50 g	500 g	5000 g	40 000 g
-40	-0.062/ 43.41	-0.072/ 43.43	-0.180/ 43.69	-1.024/ 46.05
-10	-0.031/ 21.70	-0.042/ 21.73	-0.150/ 22.00	-0.994/ 27.21
+10	-0.011/ 7.237	-0.022/ 7.263	-0.130/ 7.554	-0.975/ 16.87
+40	0.021/ 14.46	0.032/ 14.44	0.140/ 14.60	0.985/ 22.01
+60	0.042/ 28.93	0.052/ 28.91	0.160/ 28.99	1.004/ 32.35

Табл. 11. Деформация консоли из ниобата лития при нагреве/охлаждении и действии ускорения, мкм/МПа

Table 11. Deformation of the lithium niobate console when heating or cooling and acceleration, $\mu\text{m}/\text{MPa}$

Температура, °C	50 g	500 g	5000 g	40 000 g
-40	-0.079/ 53.81	-0.090/ 53.81	-0.208/ 53.81	-1.125/ 59.75
-10	-0.040/ 26.90	-0.052/ 26.90	-0.170/ 26.92	-1.087/ 41.39
+10	-0.014/ 8.969	-0.026/ 8.968	-0.144/ 9.189	-1.061/ 29.17
+40	0.027/ 17.94	0.039/ 17.94	0.157/ 18.01	1.074/ 35.26
+60	0.053/ 35.87	0.065/ 35.88	0.183/ 35.92	1.100/ 47.49

Табл. 12. Деформация консоли из нитрида алюминия при нагреве/охлаждении и действии ускорения, мкм/МПа

Table 12. Deformation of the aluminum nitride console when heating or cooling and acceleration, $\mu\text{m}/\text{MPa}$

Температура, °C	50 g	500 g	5000 g	40000 g
-40	-0.028/ 25.19	-0.032/ 25.14	-0.074/ 25.59	-0.395/ 40.88
-10	-0.014/ 12.59	-0.018/ 12.57	-0.060/ 13.70	-0.381/ 29.42
+10	-0.005/ 4.194	-0.009/ 4.228	-0.050/ 6.064	-0.372/ 21.78
+40	0.010/ 8.405	0.014/ 8.455	0.055/ 9.881	0.377/ 25.58
+60	0.019/ 16.80	0.023/ 16.85	0.064/ 17.52	0.386/ 33.21

что вносимая погрешность, в зависимости от сжатия или расширения материала, складывается или вычитается соответственно из значения изменения частоты при действующем ускорении и $t = 20^\circ\text{C}$.

Если учитывать, что полезный сигнал должен в 3 раза превосходить шум, то измерения возможны с определенного значения ускорения. График минимально определяемого значения ускорения представлен на рис. 14.

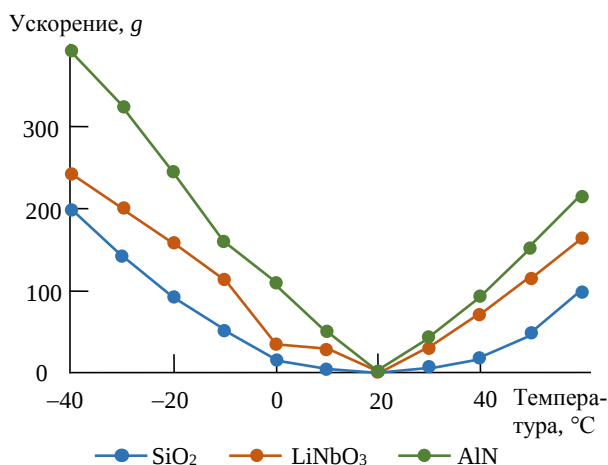


Рис. 14. Зависимость минимально определяемого значения ускорения от температуры

Fig. 14. The dependence of the minimum detectable acceleration values of the temperature

Для ниобата лития среднее минимально определяемое значение ускорения $3.5\text{ g/}^\circ\text{C}$, для нитрида алюминия – $5.4\text{ g/}^\circ\text{C}$, кварца – $1.7\text{ g/}^\circ\text{C}$. Использовать нитрид алюминия как материал ЧЭ нежелательно в больших диапазонах изменения температуры, так как консоль из данного материала характеризуется малой чувствительностью при воздействии ускорения и значительным изменением частоты при колебаниях температуры.

Размещение инерционной массы на консоли. Для повышения чувствительности устройства, являющегося следствием увеличения деформации консоли, возможно размещение инерционной массы (ИМ) в виде цилиндра в центре консоли. Как следует из данных, представленных в табл. 1 и в табл. 10–12, кварц испытывает напряжение, близкое к пределу прочности, а ниобат лития и нитрид алюминия имеют двукратный и четырехкратный запасы прочности соответственно при самых высоких значениях внешних воздействий ($40\,000\text{ g}$ и -40°C). Согласно этому, для кварца размещение ИМ будет сопровождаться уменьшением исследуемых диапазонов, воздействующих на ЧЭ, ускорений или температур.

Для других материалов, использованных в исследовании, возможно моделирование по всем примененным внешним воздействиям.

Для примера, на консоли из кварца был размещен кварцевый цилиндр объемом 0.049 мм^3 . Моделирование влияния ускорения и температуры проводилось по значениям $0\ldots 40\,000\text{ g}$ и $-40\ldots +60^\circ\text{C}$. Поле напряжений ЧЭ представлено на рис. 15, а на рис. 16 приведен график чувствительности консоли с размещенной на ней ИМ.

По результатам моделирования можно сделать вывод (рис. 15), что при значениях воздействующего ускорения свыше $20\,000\text{ g}$ и температуре 60°C кварц разрушается. Чувствительность устройства при отсутствии воздействия температуры увеличилась с 65 до 86 Гц/g .

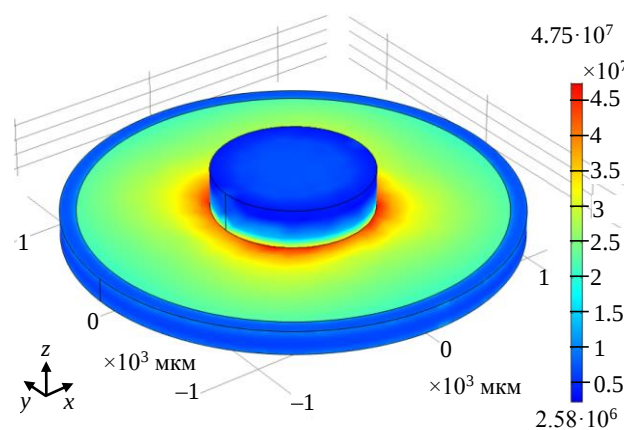


Рис. 15. Распределение нагрузки по консоли с инерционной массой

Fig. 15. Load distribution in the presence of IM

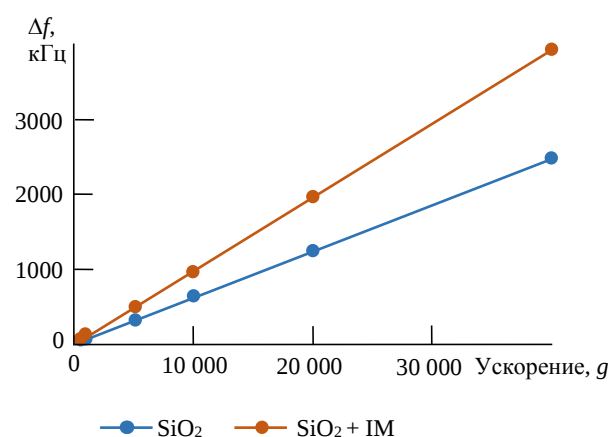


Рис. 16. Зависимость изменения частоты от ускорения при размещении и отсутствии инерционной массы на консоли

Fig. 16. Dependence of frequency change on acceleration when placing and no inertial mass

Общие рекомендации к изготовлению конструкции. На основании результатов исследования рекомендуется следующий дизайн и технические характеристики:

- Консоль должна быть прикреплена к корпусу на расстоянии 50 мкм от ее центра с помощью силиконового клея.
- При использовании таких же габаритных характеристик консоли, как в описанном исследовании, требуется разместить встречно-штыревые преобразователи на расстоянии 1090 мкм от центра консоли.
- Чувствительность ЧЭ к ускорению составляет приблизительно 65 Гц/g для SiO₂, 87 Гц/g для LiNbO₃ и 43 Гц/g для AlN при ускорениях до 40 000 g.
- Чувствительность к температуре составляет приблизительно ~43 Гц/°C для SiO₂; ~107 Гц/°C для LiNbO₃; ~77 Гц/°C для AlN, по крайней мере в пределах исследуемого диапазона от –40 до +60 °C.
- При преимуществе использования нитрида алюминия в качестве материала консоли вследствие меньших потерь энергии системой / отсутствия дополнительных гармоник изготовление консоли ЧЭ из данного материала нежелательно, если ожидаются выраженные колебания температуры, так как AlN очень чувствителен к ним.
- Для дальнейшего повышения чувствительности рекомендуется размещать ИМ в центре консоли, хотя следует учитывать, что наличие ИМ уменьшит диапазон измерений.

Список литературы

1. Днепровский В. Г., Карапетян Г. Я. Устройства на поверхностных акустических волнах. Р. н/Д: Изд-во Южного федерального ун-та, 2014. 186 С.
2. Пассивный беспроводный датчик на поверхностных акустических волнах для измерения параметров газовых и жидких сред / Г. Я. Карапетян, В. Г. Днепровский, С. А. Багдасарян, А. С. Багдасарян, А. Л. Николаев, Е. М. Кайдашев // Инженерный вестн. Дона. 2012. Т. 20, № 2. С. 186–190.
3. Thiele J. A., Da Cunha M. P. High temperature LGS SAW gas sensor // Sensors and Actuators B: Chemical. 2006. Vol. 113, № 2. P. 816–822. doi: 10.1016/j.snb.2005.03.071
4. Development of a SAW gas sensor for monitoring SO₂ gas / Y. J. Lee, H. B. Kim, Y. R. Roh, H. M. Cho, S. Baik // Sensors and Actuators A: Physical. Nov. 1998. Vol. 64, № 2. P. 173–178. doi: 10.1016/S0924-4247(98)80011-3
5. Кронидов Т. В., Калинин В. А. Беспроводной пассивный датчик температуры на ПАВ-метке // Вопросы радиоэлектроники. 2012. Т. 1, № 1. С. 115–123.
6. SAW temperature sensor with mirror topology / I. Antcev, S. Bogoslovsky, G. Sapozhnikov, S. Zhgoon, A. Shvetsov // European Frequency and Time Forum (EFTF), IEEE, Apr. 2018. P. 101–104. doi: 10.1109/eff.2018.8409008
7. GaN membrane supported SAW pressure sensors with embedded temperature sensing capability / A. Müller, G. Konstantinidis, I. Giangu, G. C. Adam, A. Stefanescu, A. Stavriniadis, G. Stavriniadis, A. Kostopoulos, G. Boldeiu, A. Dinescu // IEEE Sensors J. 2017. Vol. 17, № 22. P. 7383–7393. doi: 10.1109/JSEN.2017.2757770
8. Irzhak D., Roshchupkin D. Measurement of independent piezoelectric moduli of Ca₃NbGa₃Si₂O₁₄, La₃Ga₅Ta_{0.5}O₁₄ and La₃Ga₅SiO₁₄ single crystals // J. of Applied Crystallography. 2018. Vol. 51, № 4. P. 1174–1181. doi: 10.1107/s1600576718009184
9. A high sensitive SH-SAW biosensor based 36° YX black LiTaO₃ for label-free detection of Pseudomonas Aeruginosa / J. Ji, Ch. Yang, F. Zhang, Zh. Shang, Y. Xu, Y. Chen, M. Chen, X. Mu // Sensors and Actuators B: Chemical. 2019. Vol. 281. P. 757–764. doi: 10.1016/j.snb.2018.10.128
10. Maskay A., Ayes A., da Cunha M. P. Stability of Pt/Al₂O₃-based electrode langasite SAW sensors with Al₂O₃ capping layer and yttria-stabilized zirconia sensing layer // IEEE Intern. Ultrasonics Symp. (IUS), IEEE, Sept. 2017. P. 1–4. doi: 10.1109/ultsym.2017.8092442
11. Peculiar Properties of Phase Transitions in Na_{0.5}Bi_{0.5}TiO_{3-0.06}BaTiO₃ Lead-free Relaxor Ferroelectrics Seen Via Acoustic Emission / E. Dul'kin, J. Tiagunova, E. Mojaev, M. Roth // Functional Materials Letters. 2017. T. 10, № 4. P. 1750048. doi: 10.1142/S1793604717500485
12. Shevchenko S. Y., Khivrich M. A., Markelov M. A. Ring-Shaped Sensitive Element Design for Acceleration // Measurements: Overcoming the Limitations of Angular-Shaped Sensors. Electronics. 2019. Vol. 8, № 2. 141 p. doi: 10.3390/electronics8020141
13. Micromechanical accelerometers based on surface acoustic waves / D. Lukyanov, S. Shevchenko, A. Kukaev, E. Filippova, D. Safronov // In Proc. of the NORCHIP 2014 32nd Conf.: The Nordic Microelectronics Event, Tampere, Finland, 7–28 Oct. 2014. P. 1–4. doi: 10.1109/NORCHIP.2014.7004701
14. Microaccelerometer based on surface acoustic waves / D. Lukyanov, S. Shevchenko, A. Kukaev, E. Filippova, D. Safronov // In Proc. of the 2014 Symp. on Piezoelectricity, Acoustic Waves and Device Applications, Beijing, China, 30 Oct. – 2 Nov. 2014. P. 18–21. doi: 10.1109/SPAWDA.2014.6998515
15. Surface-acoustic-wave sensor design for acceleration measurement / S. Shevchenko, A. Kukaev, M. Khivrich, D. Lukyanov // Sensors. 2018. Vol. 18, № 7. P. 2301. doi: 10.3390/s18072301
16. Ring waveguide resonator on surface acoustic waves: First experiments / S. V. Biryukov, H. Schmidt, A. V. Sotnikov, M. Weihnacht, T. Yu. Chemekova,

Yu. N. Makarov // J. Appl. Phys. 2009. Vol. 106, № 12.
P.126103. doi: 10.1063/1.3272027
17. Biryukov S. V., Schmidt H., Weihnacht M. Single-

mode ring waveguide resonator on SAW // Proc. IEEE
Ultrason. Symp. 2010. P. 2099–2102. doi:
10.1109/ultsym.2010.5935471

Информация об авторах

Шевченко Сергей Юрьевич – кандидат технических наук (2007), доцент (2013) кафедры ЛИНС Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 80 научных публикаций. Сфера научных интересов – микросенсоры навигационных систем. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: syshevchenko@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0002-4047-7757>

Михайленко Денис Андреевич – аспирант (2019) кафедры ЛИНС Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Сфера научных интересов – микромеханические системы навигации и компьютерное моделирование физических процессов. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: kratosloaded@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0001-8274-1475>

Лукьянов Дмитрий Павлович – доктор технических наук (1974), профессор (1979) кафедры лазерных измерительных и навигационных систем (ЛИНС) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Заслуженный деятель науки РФ (1996). Автор более 200 научных публикаций. Сфера научных интересов – лазерная гироскопия. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: dplukyanov@mail.ru

References

1. Dneprovsky V. G., Karapetyan G. Ya. Devices on surface acoustic waves. Rostov-on-don: Southern Federal University, 2014, 186 p. (In Russ.)
2. Karapetyan G. Ya., Dneprovskiy V. G., Bagdasaryan S. A., Bagdasaryan A. S., Nikolaev A. L., Kaidashev E. M. Passive wireless sensor on surface acoustic waves for measuring parameters of gas and liquid media. *Inzhenernyy vestnik Dona. Iz-vo: Rostovskoe regional'noe otделение Obshcherossiyskoy obshchestvennoy organizatsii "Rossiyskaya inzhenernaya akademiya"*, 2012, vol. 20, no. 2, pp. 186–190. (In Russ.)
3. Thiele J. A., Da Cunha M. P. High temperature LGS SAW gas sensor. *Sensors and Actuators B: Chemical*. 2006, vol. 113, no. 2, pp. 816–822. doi: 10.1016/j.snb.2005.03.071
4. Lee Y. J., Kim H. B., Roh Y. R., Cho H. M., Baik S. Development of a SAW gas sensor for monitoring SO₂ gas. *Sensors and Actuators A: Physical*. Nov. 1998, vol. 64, no. 2, pp. 173–178. doi: 10.1016/s0924-4247(98)80011-3
5. Kronidov T. V., Kalinin V. A. Wireless passive surface acoustic wave temperature sensor and tag. 2012, vol. 1, no. 1, pp. 115–123. (in Russ.)
6. Antcev I., Bogoslovsky S., Sapozhnikov G., Zhgoon S., Shvetsov A. SAW temperature sensor with mirror topology. *European Frequency and Time Forum (EFTF)*. IEEE, Apr. 2018, pp. 101–104. doi: 10.1109/efft.2018.8409008

7. Müller A., Konstantinidis G., Giangu I., Adam G. C., Stefanescu A., Stavrinidis A., Stavrinidis G., Kostopoulos A., Boldeiu G., Dinescu A. GaN membrane supported SAW pressure sensors with embedded temperature sensing capability. *IEEE Sensors J.* 2017, vol. 17, no. 22, pp. 7383–7393. doi: 10.1109/JSEN.2017.2757770
8. Irzhak D., Roshchupkin D. Measurement of independent piezoelectric moduli of Ca₃NbGa₃Si₂O₁₄, La₃Ga_{5.5}Ta_{0.5}O₁₄ and La₃Ga₅SiO₁₄ single crystals. *J. of Applied Crystallography*. 2018, vol. 51, no. 4, pp. 1174–1181. doi: 10.1107/s1600576718009184
9. Ji J., Yang Ch., Zhang F., Shang Zh., Xu Y., Chen Y., Chen M., Mu X. A high sensitive SH-SAW biosensor based 36° YX black LiTaO₃ for label-free detection of *Pseudomonas Aeruginosa*. *Sensors and Actuators B: Chemical*. 2019, vol. 281, pp. 757–764. doi: 10.1016/j.snb.2018.10.128
10. Maskay A., Ayes A., da Cunha M. P. Stability of Pt/Al₂O₃-based electrode langasite SAW sensors with Al₂O₃ capping layer and yttria-stabilized zirconia sensing layer. *IEEE Intern. Ultrasonics Symp. (IUS)*. IEEE, Sept. 2017, pp. 1–4. doi: 10.1109/ultsym.2017.8092442
11. Dul'kin E., Tiagunova J., Mojaev E., Roth M. Peculiar Properties of Phase Transitions in Na_{0.5}Bi_{0.5}TiO_{3-0.06}BaTiO₃ Lead-free Relaxor Ferroelectrics Seen Via Acoustic Emission. *Functional Materials Letters*. 2017, vol. 10, no. 4, pp. 1750048. doi: 10.1142/S1793604717500485
12. Shevchenko S. Y., Khivrich M. A., Markelov M. A.

Ring-Shaped Sensitive Element Design for Acceleration Measurements: Overcoming the Limitations of Angular-Shaped Sensors. Electronics. 2019, vol. 8, no. 2, 141 p. doi: 10.3390/electronics8020141

13. Lukyanov D., Shevchenko S., Kukaev A., Filippova E., Safronov D. Micromechanical accelerometers based on surface acoustic waves / In Proc. of the NORCHIP 2014 32nd Conf.: The Nordic Microelectronics Event, Tampere, Finland, 7–28 Oct. 2014, pp. 1–4. doi: 10.1109/NORCHIP.2014.7004701

14. Lukyanov D., Shevchenko S., Kukaev A., Filippova E., Safronov D. Microaccelerometer based on surface acoustic waves. In Proc. of the 2014 Symp. on Piezoelectricity, Acoustic Waves and Device Applications, Beijing, China, 30 Oct. – 2 Nov. 2014, pp. 18–21.

doi: 10.1109/SPAWDA.2014.6998515

15. Shevchenko S., Kukaev A., Khivrich M., Lukyanov D. Surface-acoustic-wave sensor design for acceleration measurement. Sensors. 2018, vol. 18, no. 7, 2301 p. doi: 10.3390/s18072301

16. Biryukov S. V., Schmidt H., Sotnikov A. V., Weihnacht M., Chemekova T. Yu., Makarov Yu. N. Ring waveguide resonator on surface acoustic waves: First experiments. J. Appl. Phys. 2009, vol. 106, no. 12, pp. 126103. doi: 10.1063/1.3272027

17. Biryukov S. V., Schmidt H., Weihnacht M. Single-mode ring waveguide resonator on SAW. Proc. IEEE Ultrason. Symp. 2010, pp. 2099–2102. doi: 10.1109/ultsym.2010.5935471

Information about the authors

Sergey Yu. Shevchenko, Cand. Sci. (2007), Associate Professor (2013) of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: microsensors of navigation systems.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: syshevchenko@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4047-7757>

Denis A. Mikhailenko, postgraduate (2019) of the Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. Area of expertise: micromechanical navigation systems and computer simulation of physical processes.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: kratosloaded@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8274-1475>

Dmitriy P. Lukyanov, Dr. Sci. (Eng.) (1974), Professor (1979) of the Department of Department of Laser Measurement and Navigation Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University. Honored Scientist of the Russian Federation (1996). The author of more than 200 scientific publications. Area of expertise: laser gyroscopy.

Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia

E-mail: dplukyanov@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0001-8171-4475>

Метрология и информационно-измерительные приборы и системы

УДК 681.325.688

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-6-84-99>

Алгоритмическое обеспечение адаптивных систем автоматического контроля со сжатием данных

В. В. Алексеев, Е. М. Антонюк, И. Е. Варшавский✉

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

✉ varshavskiyie@gmail.com

Аннотация

Введение. Экспоненциальный рост объема измерительной информации, обусловленный постоянным усложнением технических и производственных объектов, приводит к необходимости совершенствования информационно-измерительных систем, к появлению систем нового поколения, в том числе адаптивных систем автоматического контроля. Для решения задач автоматического критериального отбора и сокращения избыточной измерительной информации, непрерывно поступающей от многопараметрических источников, характеризующих исследуемые объекты, создаются перестраиваемые в процессе работы алгоритмы функционирования систем автоматического контроля. В отличие от известных систем автоматического контроля с временным разделением каналов в рассматриваемых адаптивных системах возможно первоочередное получение информации о предаварийном и даже аварийном режимах работы объекта.

Цель работы. Создание алгоритмического обеспечения адаптивных систем автоматического контроля с использованием асинхронно-циклического и параллельно-последовательного алгоритмов функционирования и сравнение их между собой по погрешности, обусловленной многоканальностью, достоверности контроля, коэффициенту сжатия и быстродействию.

Материалы и методы. Алгоритмическое обеспечение адаптивных систем основано на использовании теории массового обслуживания, имитационном моделировании с использованием языков программирования MatLab/Simulink, C++.

Результаты. Разработанное алгоритмическое обеспечение для систем автоматического контроля с асинхронно-циклическим анализом отклонений позволяет снизить количество избыточной информации более чем в 4 раза и повысить быстродействие в 1.5 раза. Алгоритмическое обеспечение для систем автоматического контроля с параллельно-последовательным анализом отклонений позволяет в 1.4 раза снизить погрешность, вызванную многоканальностью, и приблизить достоверность контроля таких систем к достоверности контроля систем с непрерывным контролем. Анализ графиков погрешности, обусловленной многоканальностью, показывает, что системы автоматического контроля, использующие параллельно-последовательный алгоритм функционирования, инвариантны к закону распределения входных величин, в отличие от систем с асинхронно-циклическим алгоритмом функционирования.

Заключение. Полученные результаты имеют практическое применение, так как дают возможность проектировать адаптивные системы автоматического контроля, выдающие информацию о состоянии объекта контроля, в том числе о предаварийном и аварийном режимах работы, в реальном времени. Это позволяет использовать полученную информацию непосредственно для регулирования и поддержания работоспособности сложных объектов и управления технологическими процессами.

Ключевые слова: информационно-измерительная система, система автоматического контроля, адаптивный алгоритм, сжатие данных, дискретный контроль, достоверность контроля

Для цитирования: Алексеев В. В., Антонюк Е. М., Варшавский И. Е. Алгоритмическое обеспечение адаптивных систем автоматического контроля со сжатием данных // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 6. С. 84–99. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-84-99

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 10.06.2020; принята к публикации после рецензирования 15.11.2020; опубликована онлайн 29.12.2020



Algorithmic Support of Adaptive Automatic Control Systems with Data Compression

Vladimir V. Alekseev, Evgeny M. Antonyuk, Ilyas E. Varshavskiy✉

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", St Petersburg, Russia

✉ varshavskiyie@gmail.com

Abstract

Introduction. The exponential growth of measurement information caused by ongoing complication of technical and production facilities necessitates the development of improved or brand new information and measurement systems, including those performing adaptive automatic control functions. Automatic criteria-based selection and reduction of measurement information continuously supplied by multi-parameter sources characterizing the objects under study require algorithms ensuring reconfiguration of automatic control systems during operation. In comparison with automatic control systems based on time-division channelling, the considered adaptive systems provide timely information on the pre-emergency and emergency operation of a facility.

Aim. To develop an algorithmic support for adaptive automatic control systems using asynchronous-cyclic and parallel-sequential operating algorithms, as well as to compare the proposed algorithms in terms of their control reliability, compression ratio, operation speed and the error associated with multi-channelling.

Materials and methods. The algorithms proposed for supporting the operation of adaptive systems were developed on the basis of queuing theory and simulation modelling using the MatLab/Simulink programming languages, C++.

Results. The developed algorithmic support for automatic control systems based on asynchronous-cyclic analysis of deviations allows the amount of redundant information to be reduced by more than 4 times and the operation speed to be increased by 1.5 times. The developed algorithmic support for automatic control systems based on parallel-sequential analysis of deviations allows the error associated with multi-channelling to be reduced by 1.4 times, thereby bringing the control reliability of such systems closer to that of continuous-control systems. An analysis of the graphs of the error associated with multi-channelling showed that the automatic control systems based on parallel-sequential operational algorithms are invariant to the law of distribution of input quantities, compared to the systems based on asynchronous-cyclic operational algorithms.

Conclusions. The proposed algorithmic support can significantly decrease the redundancy of information and improve the metrological characteristics of automatic control systems. The use of the developed algorithms in automatic control systems based on time-division channelling render their control reliability comparable with that of continuous-control systems.

Keywords: information and measuring system, automatic control system, adaptive algorithm, data compression, discrete control, control reliability

For citation: Alekseev V. V., Antonyuk E. M., Varshavskiy I. E. Algorithmic Support of Adaptive Automatic Control Systems with Data Compression. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 6, pp. 84–99. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-6-84-99

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 10.06.2020; accepted 15.11.2020; published online 29.12.2020

Введение. Современный высокотехнологичный объект формирует большие потоки измерительной информации, которая после сбора, анализа и обработки используется для решения задач прогнозирования, управления, регулирования и контроля характеристик исследуемого объекта. Реальный многопа-

раметрический объект часто функционирует в условиях недостаточности априорных сведений о его характеристиках, что при использовании многоканальной информационно-измерительной системы (ИИС) с временным разделением каналов может приводить к пропуску аварийного или предаварий-

ного режима работы объекта из-за роста погрешности, вызванной многоканальностью [1]. В то же время использование ИИС с непрерывным опросом источников измерительных сообщений может быть невозможно или затруднено ввиду наличия требований к каналу связи, по которому отправляются данные от измерительной системы, например, к устройствам управления и регулирования [2] или ввиду наличия требований к человекомашинному интерфейсу [3], который должен учитывать естественные физиологические ограничения оператора.

Задачи анализа и обработки больших объемов информации принято решать увеличением вычислительных мощностей [4, 5], что часто затруднено или невозможно ввиду удаленности исследуемого объекта от источников непрерывного питания, наличия требований по габаритам и своевременности получения информации. Решить задачи анализа и обработки больших объемов измерительных данных можно предварительно сократив количество избыточной информации [6, 7].

Для решения задачи опроса множества источников измерительной информации, поступающей от сложного многопараметрического объекта в условиях недостаточности априорных сведений и наличия необходимости в сокращении избыточной информации, были разработаны адаптивные информационно-измерительные системы (АИИС) со сжатием данных, которые нашли применение в составе телеизмерительных систем [8].

АИИС можно разделить на системы с буферной памятью [9] и системы без буферной памяти [10]. Системы с буферной памятью позволяют получать высокие коэффициенты сжатия благодаря статистическим подходам к сжатию информации, однако имеют сниженное быстродействие, что накладывает ограничения на использование таких систем при решении задач управления и регулирования.

Системы без буферной памяти предназначены для работы в реальном времени, что позволяет использовать такие системы в условиях жесткой необходимости своевременного получения информации, например для решения задач управления и регулирования [11]. Под сжатием данных в таких системах следует понимать уменьшение объемов избыточной информации, что реализуется различными способами опроса источников измерительных сообщений при временном разделении каналов.

Адаптивные информационно-измерительные системы делятся на системы с переменным и постоянным периодом следования выходной информации. К системам с переменным периодом следования относятся асинхронно-циклические, с регулируемой частотой коммутации и мультиплицированные ИИС. К системам с постоянным периодом следования выходной информации относятся системы с равномерной дискретизацией и адаптивной коммутацией.

Для решения задачи сокращения объемов измерительной информации при необходимости применения системы для управления, регулирования и контроля можно использовать критериальный отбор информации [12], когда входные величины сравниваются с одним или несколькими параметрами и на основе сравнения система автоматически формирует требования к опросу соответствующих каналов. ИИС, автоматически осуществляющие критериальный отбор информации, называются системами автоматического контроля (САК).

На основе принципов действия АИИС с применением критериального отбора информации было разработано алгоритмическое обеспечение, позволяющее реализовывать адаптивные системы автоматического контроля (АСАК) со сжатием данных на основе программируемых модулей (микроконтроллеров, программируемых логических контроллеров (ПЛК)) и модели АСАК, которые можно применять для автоматизации расчетов характеристик систем и решения задач прогнозирования работоспособности объекта.

Разработанное алгоритмическое обеспечение было исследовано на инвариантность к закону распределения входных величин, были определены и рассчитаны достоверность контроля, быстродействие и коэффициент сжатия моделей АСАК в зависимости от законов распределения входных величин и критериев отбора информации системой.

Алгоритмическое обеспечение адаптивных систем автоматического контроля. Разработка алгоритмического обеспечения производилась методами алгоритмизации с формализацией последовательности выполнения математических и логических операций в виде псевдокода. Алгоритмическое обеспечение разрабатывалось в соответствии с принципом модульности, когда отдельная операция или несколько операций могут служить основой для формирования отдельного аппаратного блока – модуля [2].

Одним из алгоритмов для использования в составе АСАК является алгоритм функционирования системы автоматического контроля с асинхронно-циклическим анализом отклонений [13], описанный в табл. 1.

Алгоритм функционирования n -го канала адаптивной системы автоматического контроля с асинхронно-циклическим анализом отклонений представлен на рис. 1.

Получение информации S^n (табл. 1) от источников измерительных сообщений осуществляется на основе операции сбора информации F_c^n (рис. 1), где верхний индекс обозначает номер канала.

Для задач контроля и управления важно своевременное получение информации о выходе значения контролируемой величины за допустимое отклонение. Такой подход к анализу контролируемых

величин требует формирования разностных сигналов F_p^n , которые формируются на основе вычисления отклонения измеряемых величин от номинального значения A .

Для дальнейшего анализа разностных сигналов необходимо формирование их беззнакового представления, что производится на основе операции вычисления модуля F_M^n .

Взятые по модулю разностные сигналы сравниваются с заранее заданным допустимым отклонением ε_d в каждом канале ε_d^n . Результатом операции сравнения F_{cp}^n являются булевские величины "1" и "0", характеризующие наличие и отсутствие отклонения соответственно.

Табл. 1. Описание алгоритма функционирования адаптивной системы автоматического контроля с асинхронно-циклическим анализом отклонений
Table 1. Description of the functioning algorithm of the adaptive automatic control system with asynchronous-cyclic analysis of deviations

Алгоритм функционирования	Комментарии
BEGIN	Начало выполнения алгоритма
$M_1: F_M^1 = F_P^1 (F_c^1(S^1, A^1));$	Расчет модуля разностного сигнала
IF $F_M^1 < \varepsilon_d^1$, THEN $F_{cp}^1 = \text{false}$	Проверка на превышение
ELSE $F_{cp}^1 = \text{true}$, $F_{p,i}^1 (F_{lr}^1) = \text{true};$	
$F_{ni}^1 = \text{AND}(F_{cp}^1, F_{p,i}^1);$	Включение первого канала
IF $F_{ni}^1 = \text{true}$, THEN $F_k^1 = F_p^1$	Отправка к выходу канала значения параметра
ELSE $F_k^1 = 0;$	
$M_2: F_M^2 = F_P^2 (F_c^2(S^2, A^2));$	Расчет модуля разностного сигнала
IF $F_M^2 < \varepsilon_d^2$, THEN $F_{cp}^2 = \text{false}$	Проверка на превышение
ELSE $F_{cp}^2 = \text{true}$, $F_{p,i}^2 (F_{lr}^2) = \text{true};$	
$F_{ni}^2 = \text{AND}(F_{cp}^2, F_{p,i}^2);$	Включение второго канала
IF $F_{ni}^2 = \text{true}$, THEN $F_k^2 = F_p^2$	Отправка к выходу канала значения параметра
ELSE $F_k^2 = 0;$	
...	
$M_n: F_M^n = F_P^n (F_c^n(S^n, A^n));$	Расчет модуля разностного сигнала
IF $F_M^n < \varepsilon_d^n$, THEN $F_{cp}^n = \text{false}$	Проверка на превышение
ELSE $F_{cp}^n = \text{true}$, $F_{p,i}^n (F_{lr}^n) = \text{true};$	
$F_{ni}^n = \text{AND}(F_{cp}^n, F_{p,i}^n);$	Включение n -го канала
IF $F_{ni}^n = \text{true}$, THEN $F_k^n = F_p^n$	Отправка к выходу канала значения параметра
ELSE $F_k^n = 0;$	
$M_N: F_M^N = F_P^N (F_c^N(S^N, A^N));$	Расчет модуля разностного сигнала
IF $F_M^N < \varepsilon_d^N$, THEN $F_{cp}^N = \text{false}$	Проверка на превышение
ELSE $F_{cp}^N = \text{true}$, $F_{p,i}^N (F_{lr}^N) = \text{true};$	
$F_{ni}^N = \text{AND}(F_{cp}^N, F_{p,i}^N);$	Включение N -го канала
IF $F_{ni}^N = \text{true}$, THEN $F_k^N = F_p^N$	Отправка к выходу канала значения параметра
ELSE $F_k^N = 0;$	
$F_{OO} = F_k^1 + F_k^2 + \dots + F_k^N$, GOTO M_1 ;	Формирование выходного значения
END	Завершение выполнения алгоритма

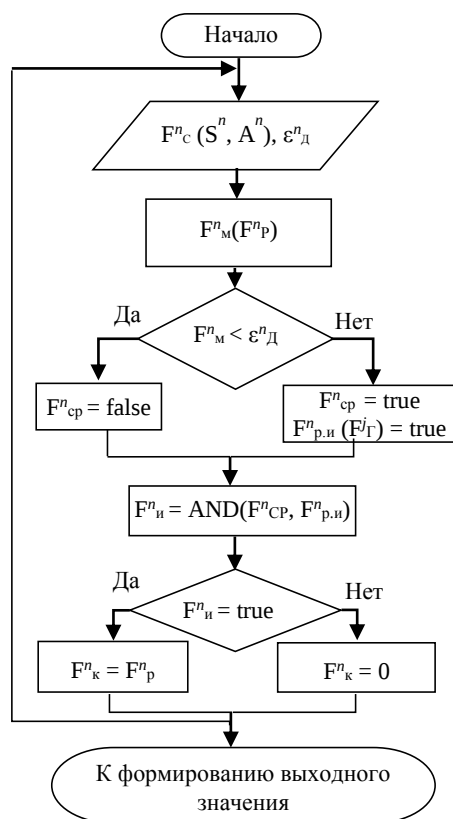


Рис. 1. Блок-схема алгоритма функционирования n -го канала адаптивной системы автоматического контроля с асинхронно-циклическим анализом отклонений

Fig. 1. Block-diagram of the functioning algorithm of the n -th channel of the adaptive automatic control system with asynchronous-cyclic analysis of deviations

Опрос каналов осуществляется с помощью операций распределения импульсов $F_{p.i}^n$, которые формируют требование к опросу на основе операции последовательной генерации номеров каналов F_i^j , где верхний индекс обозначает номер итерации генератора.

Если от генератора поступает значение, соответствующее номеру канала n , то булевская переменная, сформированная на основе операции $F_{p.i}^N$, примет значение "1", при этом во всех остальных каналах аналогичная переменная примет значение "0".

Для опроса n -го канала необходимо, чтобы на основе операций F_{cp}^n и $F_{p.i}^n$ одновременно сформировались единицы, если контролируемая величина в соответствующем канале превысила или скоро превзойдет допустимое отклонение, при этом очередь на опрос определяется операцией по распределению импульсов.

Окончательное требование к опросу канала формируется на основе логической операции "И" F_{ni}^n . Если переменная, сформированная на основе операции F_{ni}^n , в соответствующем канале приняла значение "1", то n -й канал будет опрошен, если "0", то одно из требований к опросу n -го канала не было сформировано.

Для удобства представления способа формирования выходного сигнала системы с асинхронно-циклическим анализом отклонений на

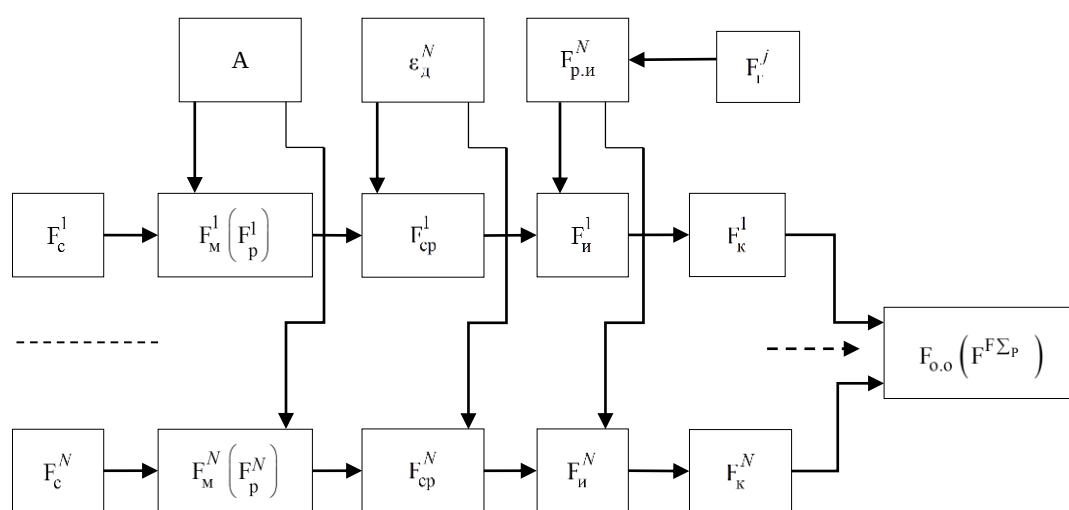


Рис. 2. Структурная схема алгоритма функционирования адаптивной системы автоматического контроля с асинхронно-циклическим анализом отклонений

Fig. 2. Structural scheme of the functioning algorithm of the adaptive automatic control system with asynchronous-cyclic analysis of deviations

рис. 2 представлена структурная схема, каждый блок которой обозначает операцию или группу операций.

Обнаружение отклонений $F_{o.o}$ (рис. 2) осуществляется с помощью операций коммутации F_k^n – отправки к выходу системы разностного сигнала от канала, где операция $F_{и}^n$ сформировала требование к опросу. Операция коммутации F_k^n при наличии требования к опросу от $F_{и}^n$ присваивает переменной в соответствующем канале значение разностного сигнала F_p^n .

Так как принцип распределения импульсов $F_{р.и}^n$ позволяет формировать требование к опросу одного канала в конкретный момент времени, операцию обнаружения отклонения целесообразно формировать на основе суммы результатов операций F_k^n .

Алгоритм функционирования АСАК с асинхронно-циклическим обслуживанием позволяет осуществлять однокритериальный опрос контролируемых величин, что существенно влияет на простоту реализации такого алгоритма [14]. Однако при появлении требований к опросу на основе операций сравнения $F_{ср}^n$ во всех каналах одновременно система переходит к равномерной временной дискретизации, что может приводить к аварийному или предаварийному режиму работы контролируемого объекта из-за выхода отклонений за допустимое значение при ожидании опроса в очереди [1, 8].

Устранение такого недостатка возможно при использовании алгоритмов с адаптивной коммутацией, например алгоритма функционирования адаптивной системы автоматического контроля с параллельно-последовательным анализом отклонений (табл. 2) [2].

Алгоритм функционирования n -го канала адаптивной системы автоматического контроля с параллельно-последовательным анализом отклонений представлен на рис. 3.

После проведения сбора F_c^n (рис. 3) информации S^1 (табл. 2), поступающей от датчиков, рассчитывается отклонение F_p^n измеренного сигнала от заранее заданного номинального значения A .

Для удобства дальнейшего анализа рассчитывается модуль разностного сигнала F_M^n . На основе сравнения беззнаковых значений разностных сигналов формируются параллельные номера каналов, в которых отклонение достигло максимального значения $F_{н.м.с}^n$.

Номер канала, который будет опрошен в первую очередь, определяется на основе логического выражения, позволяющего при появлении максимальных отклонений в нескольких каналах одновременно отправить к выходу САК значение контролируемой величины от канала с наименьшим порядковым номером, т. е. приоритет устанавливается по номеру канала, что позволяет контролировать в первую очередь каналы с наиболее

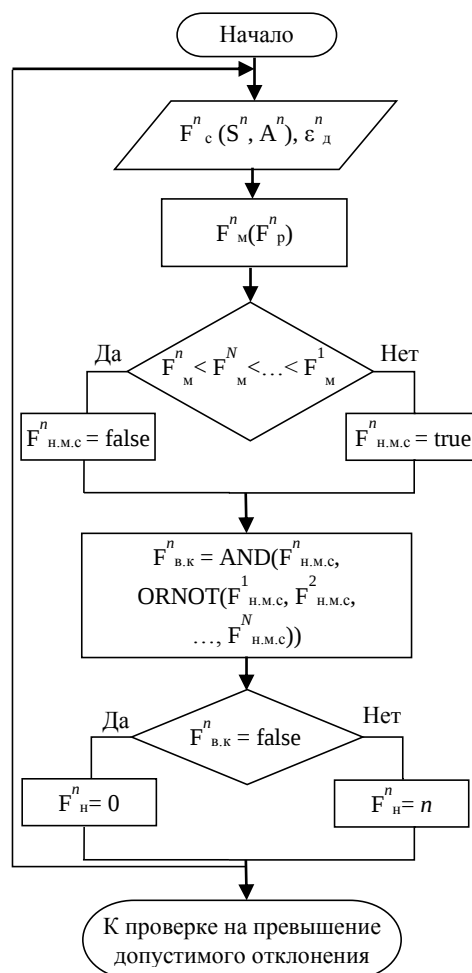


Рис. 3. Блок-схема алгоритма функционирования n -го канала адаптивной системы автоматического контроля с параллельно-последовательным анализом отклонений

Fig. 3. Block diagram of the functioning algorithm of the n -th channel of the adaptive automatic control system with parallel-sequential analysis of deviations

Табл. 2. Описание алгоритма функционирования адаптивной системы автоматического контроля с параллельно-последовательным анализом отклонений

Table 2. Description of the functioning algorithm of the adaptive automatic control system with parallel-sequential analysis of deviations

Алгоритм функционирования	Комментарии
BEGIN M₁: F¹_M = F¹_P (F¹_C(S¹, A¹)); IF F¹_M < F¹_M < ... < F¹_M, THEN F¹_{HMC}=false ELSE F¹_{HMC}=true, (F¹_H, F¹_{BK})=1; M₂: F²_M = F²_P (F²_C(S², A²)); IF F²_M < F²_M < ... < F²_M, THEN F²_{HMC}=false ELSE F²_{HMC}=true; F²_{BK}=AND(F²_{HMC}, NOT(F¹_{HMC})); IF F²_{BK}=false, THEN F²_H=0 ELSE F²_H=2; ... M_n: Fⁿ_M = Fⁿ_P (Fⁿ_C(Sⁿ, Aⁿ)); THEN Fⁿ_{HMC}=false ELSE Fⁿ_{HMC}=true; Fⁿ_{BK}=AND(Fⁿ_{HMC}, ORNOT(F¹_{HMC}, F²_{HMC}, ..., Fⁿ⁻¹_{HMC})); IF Fⁿ_{BK}=false, THEN Fⁿ_H=0 ELSE Fⁿ_H=n; M_N: F^N_M = F^N_P (F^N_C(S^N, A^N)); IF F^N_M < F^{N-1}_M < ... < F¹_M, THEN F^N_{HMC}=false ELSE F^N_{HMC}=true; F^N_{BK}= AND(F^N_{HMC}, ORNOT(F¹_{HMC}, F²_{HMC}, ..., F^{N-1}_{HMC})); IF F^N_{BK}=false, THEN F^N_H=0 ELSE F^N_H=N; F_Σ = F¹_H + F²_H + ... + F^N_H; IF F^{FΣ}_M < ε^N_д, THEN F₀₀ = 0, GOTO M₁ ELSE F₀₀ = F^{FΣ}_P, GOTO M₁; END	Начало выполнения алгоритма Расчет модуля разностного сигнала Расчет номера канала с макс. отклонением с использованием алгоритма по выбору канала Расчет модуля разностного сигнала Расчет номера канала с макс. отклонением с использованием алгоритма по выбору канала Расчет модуля разностного сигнала Расчет номера канала с макс. отклонением с использованием алгоритма по выбору канала Расчет модуля разностного сигнала Расчет номера канала с макс. отклонением с использованием алгоритма по выбору канала Проверка на превышение и формирование выходного значения САК – обнаружение отклонения Завершение выполнения алгоритма

важными для функционирования объекта параметрами.

Выражение, описывающее способ выбора каналов для алгоритма функционирования САК последовательно-параллельного анализа в операторной форме, имеет вид

$$F_{B.K}^n = F_{H.M.C}^n \wedge F_{H.M.C}^1 \vee F_{H.M.C}^2 \vee \dots \vee F_{H.M.C}^N, \quad (1)$$

где $\wedge$ – знак конъюнкции; $\vee$ – знак дизъюнкции, а черта над операциями выявления номера канала с максимальным сигналом – знак логического отрицания.

На основе сравнения и использования (1) формируется параллельный код номера выбранного канала $F_{B.K}^n$. Для удобства отправки к выходу САК значения контролируемого параметра от выбранного канала параллельный код адреса канала преобразуется в последовательный в каждом канале F_H^n .

Поскольку (1) позволяет принимать значение "1" переменной, полученной на основе операции $F_{B.K}^n$, только в одном, наиболее важном канале, в определенный момент времени, то для выбора параметра от соответствующего канала удобно использовать сумму $F_H^1 + F_H^2 + \dots + F_H^N$, которая и будет последовательным номером выбранного канала F_Σ .

Для удобства представления способа формирования выходного сигнала системы с параллельно-последовательным анализом отклонений на рис. 4 представлена структурная схема, каждый блок которой обозначает операцию или группу операций.

Для формирования требования к опросу выбранный параметр F_Σ^N (рис. 4) сравнивается с заранее установленным допустимым отклонением ε_d . Контролируемая величина от выбранного

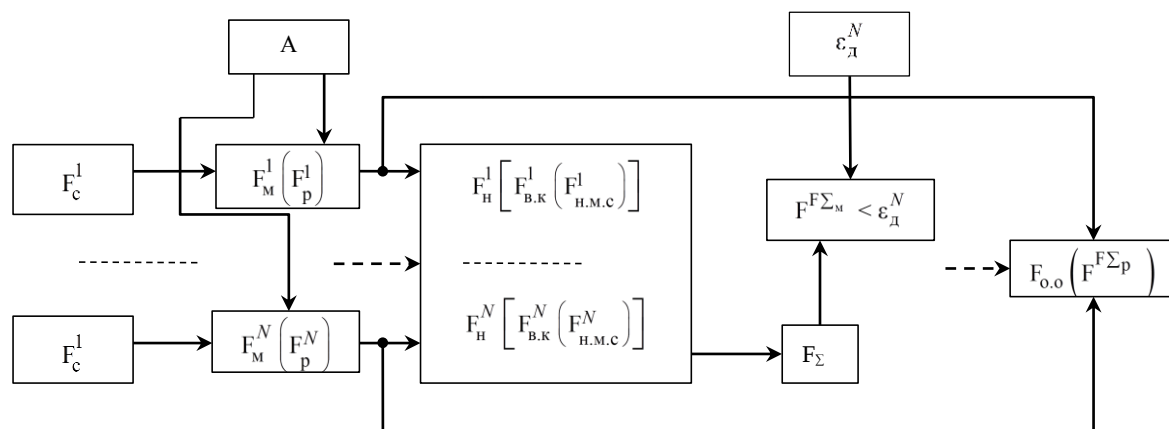


Рис. 4. Структурная схема алгоритма функционирования адаптивной системы автоматического контроля с параллельно-последовательным анализом отклонений

Fig. 4. Structural scheme of the functioning algorithm of the adaptive automatic control system with parallel-serial analysis of deviations

канала $F^{F\Sigma_p}$ поступает к выходу САК, если разностный сигнал, взятый по модулю от канала, номер которого получен в результате анализа, вышел или может выйти за пределы допустимого отклонения в ближайшее время, в противном случае поиск номера канала с максимальным отклонением в приоритетном канале повторяется, начинается новая итерация работы САК.

В разработанном алгоритме проводится параллельный анализ максимальных отклонений во всех каналах САК, при этом требования к опросу вырабатываются на основе одного сравнения с допустимым отклонением, что позволяет наиболее оперативно отправить к контролю, управлению или регулированию наиболее важный в данный момент параметр объекта контроля.

Характеристики адаптивных систем автоматического контроля со сжатием данных. Оценка погрешности, вызванной многоканальностью. Важной метрологической характеристикой АСАК является дополнительная погрешность, вызванная многоканальностью, которая обусловлена ожиданием обслуживания того или иного канала. Оценки этой погрешности удобно определять с применением теории массового обслуживания, что позволяет оценивать погрешность без применения моделирования.

При оценке погрешности, вызванной многоканальностью, система (см. рис. 2, 4) представляется как система массового обслуживания. Входным потоком заявок является поток моментов выполнения операций сравнения F_{cp}^N , а длительность обслуживания определяется как время между моментом появления заявки и моментом

окончания ее обслуживания, т. е. моментом выполнения операции по обнаружению отклонения $F_{o.o.}$. Время поиска канала, нуждающегося в обслуживании, в данном случае является случайной величиной, зависящей от числа каналов. Время обслуживания заявки с учетом возможности регулирования выбранного параметра также может быть случайным.

Для адаптивных систем автоматического контроля с асинхронно-циклическим анализом отклонений первый и второй начальные моменты приведенной погрешности, обусловленной многоканальностью, рассчитываются по формулам [1]:

$$\frac{M(\varepsilon_m)}{\varepsilon_d} = \frac{\rho^2}{N(1-\rho)}; \quad (2)$$

$$\frac{\sigma(\varepsilon_m)}{\varepsilon_d} = \frac{\rho}{N(1-\rho)} \sqrt{2\rho(\sigma_{np}^2 + 1) - \rho^2},$$

где ε_m – погрешность, вызванная многоканальностью; $M(\varepsilon_m)$ – математическое ожидание погрешности, вызванной многоканальностью; ρ – параметр системы массового обслуживания; N – число каналов системы; $\sigma(\varepsilon_m)$ – среднеквадратичное отклонение погрешности, вызванной многоканальностью; $\sigma_{np}^2 = \frac{D(M_1)}{M^2(M_1)}$ – приведенное значение дисперсии модуля-максимума первой производной сигнала; $M^2(M_1)$, $D(M_1)$ – квадрат математического ожидания и дисперсия модуля максимума первой производной сигнала.

Одним из видов недостаточности априорных сведений об объекте контроля является отсутствие информации о законе распределения входных величин. Оценивая погрешность от многоканальности, можно, в том числе, оценить инвариантность системы к законам распределения входных сигналов по крутизне изменения оценки СКО погрешности от параметра, зависящего от закона распределения входных величин $\sigma_{\text{пр}}^2$.

График зависимости оценки СКО погрешности (2), вызванной многоканальностью, при $N = 4$ показан рис. 5.

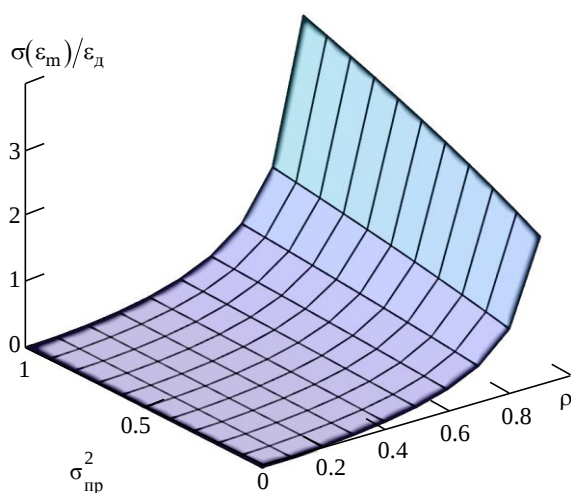


Рис. 5. График зависимости оценки СКО погрешности, вызванной многоканальностью, для адаптивной системы автоматического контроля с асинхронно-циклическим анализом отклонений

Fig. 5. The graph of the dependence of the estimation of the RMS of the error arising from multichannel for an adaptive automatic control system with asynchronous-cyclic analysis of deviations

Характеристика погрешности, вызванной многоканальностью, график которой показан на рис. 5, имеет выраженную зависимость от закона распределения входных величин. Стоит отметить, что $\sigma_{\text{пр}}^2 = 0.33$ соответствует равномерному, 0.56 – нормальному, а близкая к 1 – экспоненциальному закону распределения модуля максимума первой производной входного сигнала.

Для систем автоматического контроля с адаптивной коммутацией, в том числе и для адаптивной системы автоматического контроля с параллельно-последовательным анализом отклонений, оценки приведенной погрешности от многоканальности рассчитываются по формулам [1]:

$$\frac{M(\varepsilon_m)}{\varepsilon_d} = \frac{\rho^2}{2N(1-\rho)}; \quad (3)$$

$$\frac{\sigma(\varepsilon_m)}{\varepsilon_d} = \frac{\rho^2}{2N(1-\rho)} \sqrt{\frac{4D(m_1)}{M^2(m_1)} + 3}.$$

График зависимости оценки СКО приведенной погрешности (3) от многоканальности для адаптивной системы автоматического контроля с параллельно-последовательным анализом отклонений при $N = 4$ представлен на рис. 6.

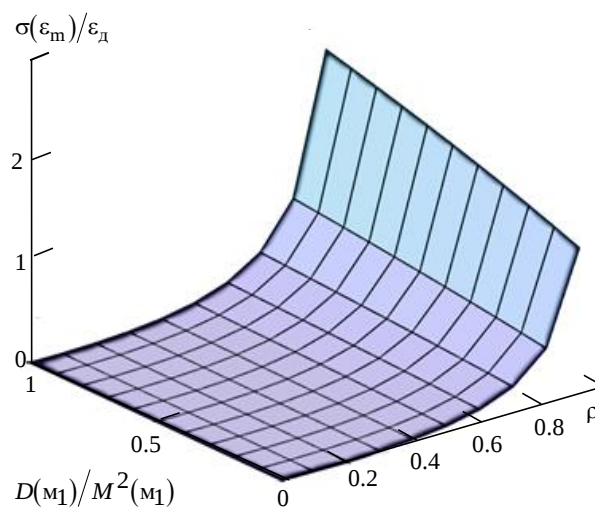


Рис. 6. График зависимости оценки СКО погрешности, вызванной многоканальностью, для адаптивной системы автоматического контроля с параллельно-последовательным анализом отклонений

Fig. 6. The graph of the dependence of the estimated RMS of the error arising from multichannel for an adaptive automatic control system with parallel-sequential analysis of deviations

Оценка СКО приведенной погрешности от многоканальности для АСАК с параллельно-последовательным анализом (рис. 6) отклонений ниже аналогичной характеристики АСАК с асинхронно-циклическим анализом отклонений (рис. 5), что свидетельствует о меньшем влиянии случайной составляющей погрешности на систему с параллельно-последовательным анализом отклонений. Зависимость системы с параллельно-последовательным анализом отклонений от закона распределения входных величин близка к линейной и существенно ниже, чем у системы с асинхронно-циклическим анализом отклонений.

Достоверность контроля многоканальной АСАК – это вероятность того, что система обнаружит отклонения контролируемых параметров от но-

минальных значений, требования к обнаружению которых сформировались согласно используемому алгоритму функционирования.

Достоверность контроля систем оценивалась на основе моделирования в среде графического программирования Simulink в режиме реального времени (External mode) [15], при типе решателя ode 5 с периодом следования входных импульсов в 0.0001 с. Входные воздействия с равномерным, нормальным и экспоненциальным законами распределения величин были нормированы и распределены в интервале от 0 до 1.

Для системы автоматического контроля с асинхронно-циклическим анализом отклонений, алгоритм функционирования которой представлен в табл. 1, достоверность контроля $Д_{АСЦ}$ определяется как отношение вероятности успешного формирования результата операции $F_{и}^N$ в канале, где сформировалось требование к опросу, на основе операции сравнения $F_{ср}^N$ анализируемого параметра с допустимым отклонением ε_d к расчетным значениям этих вероятностей. Расчетные значения вероятностей успешного формирования операций логического "И" и сравнения определяются при расчете, когда алгоритм распределения импульсов формирует "1" у каждого своего выхода на каждой итерации работы системы, что соответствует непрерывному режиму опроса системы.

Для непосредственного расчета, при условии, что результатами операций $F_{и}^N$ и $F_{ср}^N$ являются бинарные значения, вероятность успешного формирования результата операций $P_{N,i}(F_{и}^N)$, $P_{N,i}(F_{ср}^N)$ будет равна результату самой операции во время работы системы для каждого канала АСАК при каждой итерации работы системы. Тогда формула для расчета оценки достоверности контроля будет иметь вид

$$Д_{АСЦ} = \frac{\sum_{N,i} [P_{N,i}(F_{и}) \odot P_{N,i}(F_{ср})]}{\sum_{N,i} [P_{N,i}^P(F_{и}) \odot P_{N,i}^P(F_{ср})]} \approx \frac{\sum_{N,i} (F_{и}^{N,i} \odot F_{ср}^{N,i})}{\sum_{N,i} (F_{и}^{N,i} \odot F_{ср}^{N,i})_P}, \quad (4)$$

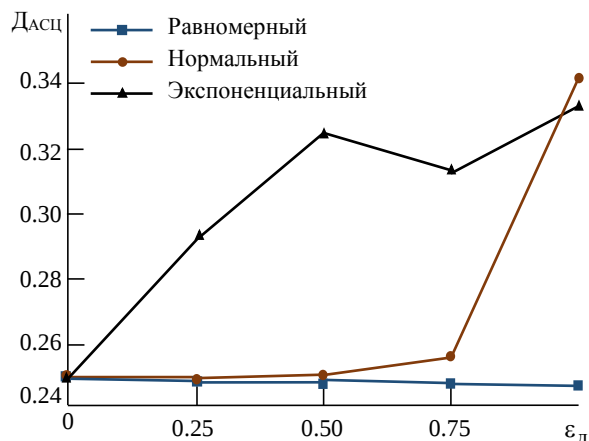


Рис. 7. График зависимости достоверности контроля адаптивной системы автоматического контроля с асинхронно-циклическим анализом отклонений от допустимого отклонения и закона распределения входных величин

Fig. 7. The graph of the dependence of the reliability of control of the adaptive automatic control system with asynchronous-cyclic analysis of deviations from the permissible deviation and the law of distribution of input quantities

где $P_{N,i}^P(F_{и}^N)$, $P_{N,i}^P(F_{ср}^N)$ – расчетные вероятности успешного формирования результатов соответствующих операций в N каналах системы на каждой i -й итерации работы АСАК; $\odot$ – произведение Адамара.

График зависимости достоверности контроля АСАК с асинхронно-циклическим анализом отклонений, вычисленной по (4), от допустимого отклонения и закона распределения входных величин показан на рис. 7.

Стоит отметить, что достоверность контроля (рис. 7) при экспоненциальном распределении входных величин существенно превосходит достоверность контроля при других законах распределения, что объясняется в первую очередь численной близостью первого и второго начальных моментов входных величин.

Достоверность контроля $Д_{П.П}$ АСАК с параллельно-последовательным анализом отклонений (см. рис. 3) может быть оценена двумя способами. Первый способ предлагает оценку достоверности контроля, когда приоритетность входных сигналов заранее неизвестна, т. е., например, к первому каналу системы может поступать сигнал с наименее важным параметром, а к последнему – с наиболее важным и значение, выбираемое в соответствии с (1), не будет удовлетворять концепции по выбору значения с заранее установленным приоритетом. Тогда достоверность контроля оценивается так:

$$D_{п.п} \approx \frac{\left\{ \sum_i \left[F_{в.к}^{1,i} \odot \left(F_M^{\Sigma,i} \geq \varepsilon_d \right) \right] + \dots \right.}{\sum_{N,i} \left(F_M^{N,i} \geq \varepsilon_d \right)_p}, \quad (5)$$

где $F_{в.к}^{N,i}$ – операция по выбору канала на основе (1) для N -го канала при i итерациях работы системы; $F_M^{\Sigma,i} \geq \varepsilon_d$ – операция по сравнению выбранного максимального по модулю параметра с допустимым отклонением при i итерациях работы системы; $\sum_{N,i} \left(F_M^{N,i} \geq \varepsilon_d \right)_p$ – сумма по N и по i операциям сравнения с допустимым отклонением, определяемая на основе расчета.

Стоит отметить, что в отличие от (4), в числителе (5) производится построчное суммирование произведений Адамара – операций, на основе которых формируются требования к отправке выбранного параметра к выходу системы. Суммирование произведений Адамара производится построчно, так как операция по сравнению выбранного параметра с допустимым отклонением осуществляется последовательно, т. е. во время работы системы формируется массив-строка по i ре-

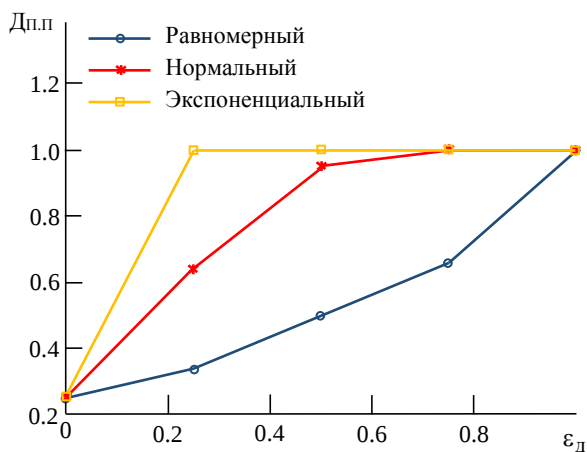


Рис. 8. График зависимости достоверности контроля адаптивной системы автоматического контроля с параллельно-последовательным анализом отклонений от допустимого отклонения и закона распределения входных величин

Fig. 8. The graph of the dependence of the reliability of control of the adaptive automatic control system with parallel-sequential analysis of deviations from the permissible deviation and the distribution law of input quantities

зультатам операций сравнения, а операции по выбору канала, в котором отклонение достигло максимального по модулю значения, формируют матрицу с размерами N на i .

График зависимости оценки достоверности контроля (5) адаптивной системы автоматического контроля с параллельно-последовательным анализом отклонений от допустимого отклонения и закона распределения входных величин показан на рис. 8.

Стоит отметить, что оценка достоверности контроля АСАК с параллельно-последовательным анализом отклонений при заранее неизвестном приоритете входных сигналов (рис. 8) существенно превосходит аналогичную оценку для АСАК с асинхронно-циклическим анализом отклонений (см. рис. 7).

Второй способ оценки достоверности контроля используется, если приоритет входных сигналов заранее установлен, т. е. к первому каналу подключен источник сигналов с наиболее важными в контексте решаемой задачи параметрами. Тогда формула для оценки достоверности контроля адаптивной системы автоматического контроля с параллельно-последовательным анализом отклонений будет иметь вид (6)

$$D_{п.п} \approx \frac{\left\{ \sum_i \left[F_{в.к}^{1,i} \odot \left(F_M^{\Sigma,i} \geq \varepsilon_d \right) \right] + \dots \right.}{\sum_{N,i} \left[F_{в.к}^{N,i} \odot \left(F_M^{N,i} \geq \varepsilon_d \right) \right]_p}, \quad (6)$$

где $\sum_{N,i} \left[F_{в.к}^{N,i} \odot \left(F_M^{N,i} \geq \varepsilon_d \right) \right]_p$ – расчетная сумма произведений Адамара операций по выбору канала и операций сравнения выбранного максимального по модулю параметра с допустимым отклонением.

Выражение (6) отличается от (5) учетом в знаменателе заранее устанавливаемого приоритета (1) с помощью операций по выбору канала.

В таком случае оценка достоверности контроля, вычисляемая по (6), будет близка к единице инвариантно к закону распределения входных величин и значению допустимого отклонения.

Коэффициент сжатия. Важной оценкой способности АСАК сокращать объемы избыточной информации является коэффициент сжатия $k_{сж}$ [16].

В общем случае коэффициент сжатия рассчитывается как отношение суммарного количества отсчетов сигналов, поступающих к входам системы $n_{\text{вх}}$, к суммарному количеству отсчетов сигнала, вырабатываемого на выходе системы $n_{\text{вых}}$.

Для алгоритмов, показанных в табл. 1 и 2, оценку коэффициента сжатия удобно рассчитывать как отношение суммы длин массивов, полученных за время проведения эксперимента в результате операции по сбору информации $\bar{F}_c^N$, к длине массива, полученного в результате операции по обнаружению отклонения $\bar{F}_{0,0}$ (7):

$$k_{\text{сж}} = \frac{n_{\text{вх}}}{n_{\text{вых}}} = \frac{\sum \bar{F}_c^N}{\bar{F}_{0,0}}. \quad (7)$$

Значения коэффициента сжатия для АСАК с асинхронно-циклическим анализом отклонений приведены в табл. 3.

Табл. 3. Коэффициент сжатия для модели адаптивной системы автоматического контроля с асинхронно-циклическим анализом отклонений в зависимости от допустимого отклонения

Table 3. Compression ratio of the model of the adaptive automatic control system with asynchronous-cyclic analysis of deviations depending on the permissible deviation

Закон распределения входных величин	Допустимое отклонение ϵ_d				
	0	0.25	0.5	0.75	0.95
Равномерный	4	5.3	8	9.9	10
Нормальный	16	16	53	121	27884
Экспоненциальный	16	4585	32737	393100	-

Как видно из табл. 3, наибольший коэффициент сжатия для модели АСАК с асинхронно-циклическим анализом отклонений достигается при экспоненциальном законе распределения входных величин.

Зависимость коэффициента сжатия (7) от закона распределения и допустимого отклонения для АСАК с параллельно-последовательным анализом отклонений показана в табл. 4.

Стоит отметить, что способность АСАК с асинхронно-циклическим анализом отклонений (табл. 3) уменьшать количество избыточной информации превосходит аналогичный параметр (табл. 4) АСАК с параллельно-последовательным анализом отклонений. Это объясняется отсутствием алгоритма по выбору канала (1) в первой

системе, который подразумевает отправку к выходу системы в первую очередь отклонений, достигших максимального значения.

Табл. 4. Коэффициент сжатия для модели адаптивной системы автоматического контроля с параллельно-последовательным анализом отклонений и выбором приоритетного канала в зависимости от допустимого отклонения

Table 4. Compression ratio for the model of the adaptive automatic control system with parallel-sequential analysis of deviations and the choice of a priority channel depending on the permissible deviation

Закон распределения входных величин	Допустимое отклонение ϵ_d				
	0	0.25	0.5	0.75	0.95
Равномерный	4	4	4	6	26
Нормальный	4	5	28	568	9523
Экспоненциальный	4	649	5555	25000	66667

Быстродействие. Быстродействие адаптивных систем автоматического контроля со сжатием данных характеризуется временем выполнения алгоритмов систем (см. табл. 1 и 2). Время выполнения алгоритмов моделей АСАК со сжатием данных рассчитывается как разность между значением времени обнаружения отклонения на выходе системы и значением времени появления отсчетов изменяемых сигналов у входов САК:

$$T = t_{0,0} - t_c, \quad (8)$$

где $t_{0,0}$ – время завершения операции по обнаружению отклонения; t_c – время завершения операции сбора информации.

Поскольку время выполнения операций АСАК (8) является случайной величиной, быстродействие модели САК удобно оценивать через его вероятностную характеристику T' :

$$T' = \frac{\sum T_i}{i}, \quad (9)$$

где i – количество итераций работы модели САК, проведенных за время эксперимента.

Время выполнения операций (9) моделей адаптивных САК, выполненных в среде программирования Simulink на вычислительном устройстве с процессором intel Core i7-7700K, который во время эксперимента работал на частоте 4.2 ГГц, при $i > 1 \cdot 10^6$ и периоде следования отсчетов входных сигналов 0.0001 с составляет $T' \approx 1 \cdot 10^{-4}$ с.

Оценка быстродействия разработанных алгоритмов проводилась в том числе с использованием микроконтроллера ARM Cortex-M3 AT91SAM3X8E, который во время эксперимента работал на частоте 84 МГц.

Суммарное время выполнения операций АСАК (9) оценивалось в двух режимах – в псевдомногозадачном и многозадачном. В псевдомногозадачном режиме алгоритм САК выполнялся на одном вычислительном устройстве, операции выполнялись последовательно. В многозадачном режиме операции для каждого канала соответствующей АСАК выполнялись на отдельном модульном вычислительном устройстве, при этом каналы САК синхронизировались с помощью модуля часов реального времени.

Оценка быстродействия САК в многозадачном режиме представлена с учетом времени считывания/записи в цифровые порты микроконтроллеров.

Суммарное время выполнения $T'_{АСЦ}$ операций (9) АСАК с асинхронно-циклическим анализом отклонений представлено в табл. 5.

Табл. 5. Суммарное время выполнения операций адаптивной системы автоматического контроля с асинхронно-циклическим анализом отклонений

Table 5. Total time of execution of operations of the adaptive automatic control system with asynchronous-cyclic analysis of deviations

Режимы работы	Время выполнения $T'_{АСЦ}$, мкс	Математическое ожидание абсолютной погрешности $\bar{\Delta}$
Псевдомногозадачный	73.8	$2 \cdot 10^{-16}$
Многозадачный	32.2	$3 \cdot 10^{-16}$

Многозадачный режим позволяет существенно повысить быстродействие САК с асинхронно-циклическим анализом отклонений. В многозадачном режиме время выполнения алгоритма, показанного в табл. 1, включает в себя время, затрачиваемое на синхронизацию параллельно работающих устройств, и время на считывание/отправку значений параметров к цифровым портам устройств микроконтроллера, однако это время существенно меньше времени, затрачиваемого на вычисления в псевдомногозадачном режиме.

Погрешность при реализации САК на основе разработанных алгоритмов возникает при операциях разности, взятия модуля и суммирования значений для отправки к выходу системы.

Уменьшение погрешности возможно при замене операции суммирования разностных значений анализируемых параметров $F_k^1 + F_k^2 + \dots + F_k^N$ на операции сравнения в каждом канале и операцию присваивания перед отправкой анализируемого параметра к выходу САК. В таком случае погрешность составит $2 \cdot 10^{-16}$, время выполнения алгоритма в псевдомногозадачном режиме 87.8 мкс, а в многозадачном режиме 37.2 мкс.

Суммарное время выполнения $T'_{П.П}$ операций (9) АСАК с параллельно-последовательным анализом отклонений и выбором приоритетного канала представлено в табл. 6.

Табл. 6. Суммарное время выполнения операций адаптивной системы автоматического контроля с параллельно-последовательным анализом отклонений

Table 6. Total time of execution of operations of the adaptive automatic control system with parallel-sequential analysis of deviations

Режимы работы	Время выполнения $T'_{П.П}$, мкс	Математическое ожидание абсолютной погрешности $\bar{\Delta}$
Псевдомногозадачный	109.8	$2 \cdot 10^{-16}$
Многозадачный	53.2	$3 \cdot 10^{-16}$

Быстродействие АСАК с параллельно-последовательным анализом отклонений (табл. 6) обусловлено, в первую очередь, наличием алгоритма выбора канала с максимальным по модулю отклонением с помощью логических операций. В многозадачном режиме такая особенность выбора каналов повышает время выполнения алгоритма относительно времени выполнения алгоритма, показанного в табл. 2, в том числе из-за большего числа операций по чтению/записи в цифровые порты устройств.

Заключение. В статье рассмотрено алгоритмическое обеспечение адаптивных систем автоматического контроля, позволяющих получать информацию о состоянии технологических процессов и сложных объектов в реальном времени, что дает возможность использовать полученную информацию непосредственно для регулирования технологических процессов, прогнозирования и

поддержания работоспособности объекта. Представлены различные алгоритмы опроса каналов в системах с временным разделением каналов. Проведено сравнение быстродействия и достоверности контроля при асинхронно-циклическом опросе и адаптивной коммутации каналов с различными вариантами анализа отклонений контролируемых сигналов от номинальных значений.

Получены выражения, позволяющие оценивать погрешности от многоканальности при использовании различных алгоритмов. Показана ин-

вариантность алгоритмов функционирования систем автоматического контроля с адаптивной коммутацией к законам распределения входных сигналов.

Разработанные алгоритмы позволяют создавать адаптивные системы автоматического контроля на основе программируемых модулей и модели АСАК, предназначенные для расчета характеристик систем, демонстрации принципа действия и решения задачи прогнозирования функционирования сложных объектов.

Список литературы

1. Telemetry system with adaptive commutation / E. M. Antonyuk, I. E. Varshavskiy, I. S. Kolpakova, A. A. Minina, P. E. Antonyuk // IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf. (ElConRusNW). 2016. P. 389–391. doi: 10.1109/ElConRusNW.2016.7448202
2. Algorithmic Support for an Adaptive Automatic Monitoring System / E. M. Antonyuk, I. E. Varshavskiy, N. V. Orlova, P. E. Antonyuk // IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). St. Petersburg and Moscow, Russia. 2020. P. 91–95. doi: 10.1109/ElConRus49466.2020.9039192
3. Анохин А. М., Ивкин А. С. Человеко-машинный интерфейс для поддержки когнитивной деятельности оператором АС // Ядерные измерительно-информационные технологии. 2012. № 1 (41). С. 57–66.
4. Левенец А. В. Принципы разработки перспективных способов сжатия телеметрических данных // Вестн. Тихоокеанского гос. ун-та. 2017. № 2 (45). С. 31–38.
5. Куприянова О. В., Левенец А. В. Адаптивные способы передачи данных в информационно-измерительных системах // Информационные технологии XXI в. Хабаровск, 2016. С. 87–95.
6. Un C. E., Fedyayev A. U., Levenets A. V. Segmentation of measurement data for improvement of compression efficiency // 2015 Intern. Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON), Omsk, 2015. P. 1–4. doi: 10.1109/SIBCON.2015.7147123
7. Levenets A. V., Chye E. U., Bogachev I. V. Reversible structural transformation methods of measuring data frames as a means of increasing the efficiency of compression // 2018 Intern. Multi-Conf. on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), Vladivostok, 2018. P. 1–6. doi: 10.1109/FarEastCon.2018.8602827
8. Antonyuk E. M., Varshavskiy I. E., Antonyuk P. E., Orlova N. V. Adaptive Transmitting Device of a Telemetry System // 2019 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). 2019. P. 66–68. doi: 10.1109/ElConRus.2019.8656757
9. Левенец А. В., Нефедьев Д. И. Принципы организации подсистемы сжатия многоканальных измерительных данных // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации ("Шляндинские чтения - 2019"): материалы XI Междунауч.-техн. конф. с элементами научной школы и конкурсом научно-исследовательских работ для студентов, аспирантов и молодых ученых / под ред. Е. А. Печерской, Пенза, 28–30 окт. 2019 г. Пенза: Изд-во ПГУ, 2019. С. 16–19.
10. Володькин М. Д., Левенец А. В. Методы сжатия данных в информационно-измерительных системах // Информационные технологии XXI в. / отв. ред. В. В. Воронин. Хабаровск, 2019. С. 126–130.
11. Иванов А. И., Левенец А. В. Системы управления процессом низковольтного электроискрового легирования // Материалы секционных заседаний 57-й студенческой науч.-практ. конф. ТОГУ: в 2 т. / Тихоокеанский гос. ун-т. 2017. С. 179–181.
12. Богачев И. В., Левенец А. В., Нефедьев Д. И. Классификация данных на основе нейросетевых технологий в подсистемах сжатия информационно-измерительных систем // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации ("Шляндинские чтения-2020"): материалы XII Междунауч. науч.-техн. конф. с элементами научной школы и конкурсом научно-исследовательских работ для студентов, аспирантов и молодых ученых / под ред. Е. А. Печерской, Пенза, 16–18 марта 2020 г. Пенза: Изд-во ПГУ, 2020. С. 282–285.
13. Антонюк Е. М., Варшавский И. Е., Кривоухов О. А. Асинхронно-циклические системы автоматического контроля // Изв. СПбГЭТУ "ЛЭТИ". 2017. № 9. С. 66–70.
14. Сарычев В. В. Алгоритм адаптивного обслуживания многоканального потока заявок // Изв. ТРТУ. 2000. № 1 (15). С. 75.
15. Wang Y., Qu X. A novel real-time simulation platform for testing control algorithm // The 27th Chinese Control and Decision Conf. (2015 CCDC), Qingdao, 2015. P. 4748–4750. doi: 10.1109/CCDC.2015.7162764
16. Сарычев В. В. Телеметрическая система на базе интеллектуальных интерфейсов // Изв. ЮФУ. Техн. науки. 2010. № 2 (103). С. 68–73.

Информация об авторах

Алексеев Владимир Васильевич – д.т.н. (1993) по специальности "Информационно-измерительные и управляющие системы" (Промышленность). Профессор (1995) кафедры информационно-измерительной техники, информационно-измерительных и управляющих систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ", заведующий кафедрой ИИСТ. Сфера научных интересов – метрология, информационно-измерительные системы.

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

E-mail: vvalekseev@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-5287-7053>

Антонюк Евгений Михайлович – д. т. н. (2003), профессор (2009). Почетный работник высшего профессионального образования РФ (2006). Окончил СПбГЭТУ "ЛЭТИ" в 1960 г. С 1964 г. работает на кафедре информационно-измерительных систем и технологий СПбГЭТУ "ЛЭТИ". Соавтор семи учебников для вузов (один на английском языке). Печатных работ 297, из них 115 авторских свидетельств и патентов. Сфера научных интересов – метрология, информационно-измерительные системы.

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

E-mail: peterant@hotmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-0016-3905>

Варшавский Ильяс Евгеньевич – преподаватель-исследователь (2019), ассистент кафедры ИИСТ. Выпускник кафедры фотоники, приборостроения, оптических и биотехнических систем и технологий СПбГЭТУ "ЛЭТИ" (2019). Опубликованных работ – 24. Сфера научных интересов – метрология, информационно-измерительные системы.

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

E-mail: varshavskiyie@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0003-4924-2097>

References

1. Antonyuk E. M., Varshavskiy I. E., Kolpakova I. S., Minina A. A., Antonyuk P. E. Telemetry system with adaptive commutation. 2016 IEEE NW Russia Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conf. (ElConRusNW), St. Petersburg, 2016, pp. 389–391. doi: 10.1109/ElConRusNW.2016.7448202
2. Antonyuk E. M., Varshavskiy I. E., Kolpakova I. S., Minina A. A., Antonyuk P. E. Support for an Adaptive Automatic Monitoring System. 2020 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), St. Petersburg and Moscow, Russia, 2020, pp. 91–95. doi: 10.1109/ElConRus49466.2020.9039192
3. Anokhin A. M., Ivkin A. S. Human-machine interface for supporting cognitive activity by the operator of the NPP. *Yadernyye izmeritel'no-informatsionnyye tekhnologii* [Nuclear measuring and information technologies], 2012, no. 1 (41), pp. 57–66. (In Russ.)
4. Levenets A. V. Principles of development of promising methods of compression of telemetric data. *Vestnik Tikhookeanskogo gosudarstvennogo universiteta* [Bulletin of the Pacific State University], 2017, no. 2 (45), pp. 31–38. (In Russ.)
5. Kupriyanova O. V., Levenets A. V. Adaptive methods of data transmission in information-measuring systems. *Vsbornike: Informatsionnyye tekhnologii XXI veka. Sbornik nauchnykh trudov*. [In the collection: Information technologies of the XXI century. Collection of scientific papers], Khabarovsk, 2016, pp. 87–95. (In Russ.)
6. Un C. E., Fedyaev A. U., Levenets A. V. Segmentation of measurement data for improvement of compression efficiency 2015 International Siberian Conf. on Control and Communications (SIBCON), Omsk, 2015, pp. 1–4. doi: 10.1109/SIBCON.2015.7147123
7. Levenets A. V., Chye E. U., Bogachev I. V. Reversible structural transformation methods of measuring data frames as a means of increasing the efficiency of compression. 2018 International Multi-Conf. on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon), Vladivostok, 2018, pp. 1–6. doi: 10.1109/FarEastCon.2018.8602827
8. Antonyuk E. M., Varshavskiy I. E., Orlova N. V. and Antonyuk P. E. Adaptive Transmitting Device of a Telemetry System. 2019 IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), St Petersburg and Moscow, Russia, 2019, pp. 66–68. doi: 10.1109/ElConRus.2019.8656757
9. Levenets A. V., Nefediev D. I. *Printsipy organizatsii podsystemy szhatiya mnogokanal'nykh izmeritel'nykh dannyykh* [Principles of organization of the multichannel measurement data compression subsystem]. In the collection: Methods, means and technologies for obtaining and processing measurement information. Materials of the XI Intern. Scientific and Technical Conf. with elements of a sci-

entific school and a research competition for students, graduate students and young scientists. Ed. E. A. Pecherskaya, 2019, pp. 16–19. (In Russ.)

10. Volodkin M. D., Levenets A. V. Methods of data compression in information-measuring systems. *V sbornike: Informatsionnyye tekhnologii XXI veka. Sbornik nauchnykh trudov* [In the collection: Information technologies of the XXI century. Collection of scientific papers], Khabarovsk, 2019, pp. 126–130. (In Russ.)

11. Ivanov A. I., Levenets A. V. Control systems for the process of low-voltage electrospark alloying. *V sbornike: Materialy sektionnykh zasedaniy 57-y studencheskoy nauchno-prakticheskoy konferentsii TOGU* [In the collection: Materials of section sessions of the 57th student scientific-practical conference PNU. Pacific State University], 2017, pp. 179–181. (In Russ.)

12. Bogachev I. V., Levenets A. V., Nefediev D. I. Classification of data based on neural network technologies in compression subsystems of information-measuring systems. *V sbornike: Metody, sredstva i tekhnologii polucheniya i obrabotki izmeritel'noy informatsii* [In the collection: Methods, means and technologies for obtaining and processing

measuring information. Materials of the XII Intern. Scientific and Technical Conf. with elements of a scientific school and a competition of research papers for students, graduate students and young scientists. Ed. E. A. Pecherskaya], Penza, 2020, pp. 282–285. (In Russ.)

13. Antonyuk E. M., Varshavsky I. E., Krivokhvost O. A. Asynchronous-cyclic systems of automatic control. *Izvestiya SPbGETU "LETI"* [Journal of the Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"], 2017, no. 9, pp. 66–70. (In Russ.)

14. Sarychev V. V. Algorithm for adaptive servicing of a multichannel flow of applications. *Izvestiya TRTU* [Journal of the Taganrog Technological Institute], 2000, no. 1 (15), pp. 75. (In Russ.)

15. Wang Y. and Qu X. A novel real-time simulation platform for testing control algorithm. The 27th Chinese Control and Decision Conf. (2015 CCDC), Qingdao, 2015, pp. 4748–4750. doi: 10.1109/CCDC.2015.7162764.

16. Sarychev V. V. Telemetry system based on intelligent interfaces. *Izvestia YUFU. Tekhnicheskiye nauki* [Journal of the SFU. Technical science], 2010, no. 2 (103), pp. 68–73. (In Russ.)

Information about the authors

Vladimir V. Alekseev, Dr. Sci. (Eng.) (1993), Professor (1995) at the Department of Information Measurement Technology, Information Measurement and Control Systems St Petersburg State Electrotechnical University ("LETI"), head of the Department of IIST. Area of expertise: metrology, information-measuring systems. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: vvalekseev@etu.ru
<https://orcid.org/0000-0002-5287-7053>

Evgeny M. Antonyuk, Dr. Sci. (Eng.) (2003), Professor (2009). Honorary Worker of Higher Professional Education of the Russian Federation (2006). He graduated from SPbETU "LETI" (1960). Since 1964 he worked at the Department of Information-measuring systems and technologies of St. Petersburg State Electrotechnical University "LETI". Coauthor of 7 textbooks for universities (one in English). There are 297 printed works, including 115 copyright certificates and patents. Area of expertise: metrology, information-measuring systems. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: peterant@hotmail.com
<https://orcid.org/0000-0002-0016-3905>

Ilyas E. Varshavskiy, Education: Researcher. Teacher Researcher. 06/12/01. Photonics, instrumentation, optical and biotechnological systems and technologies. Document number: 107824 4036521, registration number: 009. Issued: June 30, 2019. St. Petersburg State Electrotechnical University (LETI), assistant of the Department of IIST. Area of expertise: metrology, information-measuring systems. Address: Saint Petersburg Electrotechnical University, 5 Professor Popov St., St Petersburg 197376, Russia
E-mail: varshavskiyie@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0003-4924-2097>

От редакции

БЛАГОДАРНОСТЬ РЕЦЕНЗЕНТАМ

Наш журнал продолжает практику двойного слепого рецензирования. Привлечение к оценке рукописей внешних экспертов из разных учебных и научных организаций позволяет получить объективное мнение ученых, специализирующихся на темах исследований авторов. Критика и замечания, высказываемые в рецензиях, крайне важны не только для редактора, но и для самих авторов. Вместе с редакцией наши эксперты в свое личное время и совершенно бескорыстно отбирают достойные рукописи и дорабатывают их для подготовки к публикации. Редакция журнала искренне благодарит всех рецензентов, которые в 2020 году помогли поддержать высокий научный уровень журнала. Мы очень ценим такую поддержку и надеемся на наше дальнейшее сотрудничество.

Редакция особо благодарит экспертов, оказавших активную помощь в анализе, оценке и отборе для публикации поступивших материалов:

Веремьева В. И., к.т.н., проф., НИИ Прогноз, Санкт-Петербург

Вострецова А. Г., д.т.н., проф., Новосибирский государственный технический университет, г. Новосибирск

Головкова А. А., д.т.н. проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург

Ипатова В. П., д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург

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

Обуховца В. А., д.т.н., проф., Южный федеральный университет, г. Таганрог

Плужникова А. Д., д.т.н., проф., Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева, Нижний Новгород

Попова Д. И., д.т.н., проф., Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина, г. Рязань

Сергиенко А. Б., к.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург

Юлдашева З. М., д.т.н., проф., Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург

Спасибо за время, уделенное работе над рукописями, и полезные замечания! Ваша работа, уважаемые коллеги, позволяет журналу и далее повышать профессиональный уровень публикуемых материалов.

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц, обзорной статьи не более 20 страниц);
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

Структура научной статьи

Авторам рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:
 - УДК (выравнивание по левому краю);
 - название статьи;
 - авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
 - место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
 - ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
 - источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
 - благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
 - конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).
- Заголовочная часть на английском языке:
 - название (Title);

- авторы (Authors);
 - место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация (Abstract);
 - ключевые слова (Keywords);
 - источник финансирования (Acknowledgements);
 - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
 - Приложения (при наличии).
 - Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
 - Список литературы (библиографический список);
 - Информация об авторах.

Название статьи должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

Авторство и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

Аннотация представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

Введение. Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

Цель работы. Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

Материалы и методы. Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

Результаты. Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

Обсуждение (Заключение). Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

Ключевые слова – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

Введение. Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

Методы. Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

Результаты. В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

Обсуждение (Заключение и Выводы). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

Список литературы (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников:

- 05.12.00 – "Радиотехника и связь" (05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии, 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций, 05.12.14 Радиолокация и радионавигация);
- 05.27.00 – "Электроника" (05.27.01 – Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника на квантовых эффектах, 05.27.02 – Вакуумная и плазменная электроника, 05.27.03 – Квантовая электроника, 05.27.06 – Технология и оборудование для производства полупроводников, материалов и приборов электронной техники);
- 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5 (05.11.01 – Приборы и методы измерения по видам измерений, 05.11.03 – Приборы навигации, 05.11.06 – Акустические приборы и системы, 05.11.07 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы, 05.11.08 – Радиоизмерительные приборы, 05.11.10 – Приборы и методы для измерения ионизирующих излучений и рентгеновские приборы, 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий, 05.11.14 – Технология приборостроения, 05.11.15 – Метрология и метрологическое обеспечение, 05.11.16 – Информационно-измерительные и управляющие системы (по отраслям), 05.11.17 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения, 05.11.18 – Приборы и методы преобразования изображений и звука).

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", редакция журнала "Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника"

Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

Известия высших учебных заведений России. РАДИОЭЛЕКТРОНИКА
Journal of the Russian Universities. RADIOELECTRONICS

Том 23 № 6 2020

Vol. 23 No. 6 2020

Научный редактор А. М. Мончак
Редактор Э. К. Долгатов
Компьютерная верстка И. О. Буяновой

Science Editor A. M. Monchak
Editor E. K. Dolgatov
DTP Professional I. O. Buyanova

Подписано в печать 30.12.20. Формат 60×84 1/8.
Бумага офсетная. Печать цифровая.
Уч.-изд. л. 13,78. Усл.-печ. л. 13,25. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 172.

Signed to print 30.12.20. Sheet size 60×84 1/8.
Educational-ed. liter. 13,78. Conventional printed sheets 13,25. Number of copies 300.
Printing plant 1–150 copies. Order no. 172.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

ETU Publishing house
5 Prof. Popov St., St Petersburg 197376, Russia