



DOI: 10.32603/1993-8985

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

Известия высших учебных заведений России

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Том 23 № 3 2020



Journal of the Russian Universities

RADIOELECTRONICS

Vol. 23 No. 3 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, Колон, 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 University, Barcelona, Spain

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

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

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 radioelectronics.

Key Objectives:

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

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



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

СОДЕРЖАНИЕ

Оригинальные статьи

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Nicolsky D. J., Tipenko G. S. Application of the Non-Hermitian Singular Spectrum Analysis to the Exponential Retrieval Problem.....6

Знатдинов С. И. Влияние рассогласования параметров квадратурных каналов на работу адаптивной системы селекции движущихся целей.....25

Цырульникова Л. А., Судеев Б. П., Сафин А. Р. Волновые аналоги сред на основе систем фазовой синхронизации.....32

Радиолокация и радионавигация

Нгуен Ван Куан Пассивная радиолокационная система мониторинга движения судов в прибрежных районах с использованием спутниковых сигналов подсвета.....41

Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника

Врублевский И. А., Чернякова К. В., Муратова Е. Н., Лушпа Н. В. Исследование распространения теплового потока в теплопроводящих оксидных подложках с различной теплопроводностью методом линейного источника тепла.....53

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

Брагин Д. С., Поспелова И. В., Черепанова И. В., Серебрякова В. Н. Радиочастотные технологии локального позиционирования в здравоохранении (обзорная статья).....62

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

Мякинин О. О. Системы анализа биомедицинских данных для диагностики злокачественных новообразований кожи.....80

Рыбак В. А., Рябычина О. П. Аппаратное обеспечение системы для экологической диагностики загрязнения атмосферного воздуха.....93

Правила для авторов статей100

CONTENTS

Original articles

Radio-Engineering Means of Transmission, Reception and Processing of Signals

Nicolsky D. J., Tipenko G. S. Application of the Non-Hermitian Singular Spectrum Analysis to the Exponential Retrieval Problem.....6

Ziatdinov S. I. Influence of Mismatch of Parameters of Quadrature Channels on the Work of the Adaptive Selection System for Moving Targets.....25

Tsyrlunikova L. A., Sudeev B. P., Safin A. R. Wave Analogs of Media Based on Phase Locked Loops.....32

Radar and Navigation

Nguyen Van Quan A Passive Radar System for Monitoring of Coastal Areas Ship Traffic Using Satellite Illumination Signals.....41

Quantum, Solid-state, Plasma and Vacuum Electronics

Vrublevsky I. A., Chernyakova K. V., Muratova E. N., Lushpa N. V. Investigation of Heat Flux Propagation in Heat-Conducting Oxide Substrates with Different Heat Conductivity by the Linear Heat Source Method.....53

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

Bragin D. S., Pospelova I. V., Cherepanova I. V., Serebryakova V. N. Radiofrequency Technologies of Local Positioning in Healthcare (*review articles*).....62

Medical Devices and Devices for Control of the Environment, Substances, Materials and Products

Myakinin O. O. Biomedical Data Analysis Systems for the Diagnosis of Skin Neoplasms.....80

Rybak V. A., Ryabychina O. P. Hardware System for Environmental Diagnosis of Air Pollution.....93

Author's Guide.....100

Application of the Non-Hermitian Singular Spectrum Analysis to the Exponential Retrieval Problem

Dmitry J. Nicolsky^{1✉}, Gennadiy S. Tipenko²

¹ Geophysical Institute, University of Alaska Fairbanks, Fairbanks, USA

² Institute of Environmental Geoscience Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia

✉ djnicolsky@alaska.edu

Abstract

Introduction. In practical signal processing and its many applications, researchers and engineers try to find a number of harmonics and their frequencies in a time signal contaminated by noise. In this manuscript we propose a new approach to this problem.

Aim. The main goal of this work is to embed the original time series into a set of multi-dimensional information vectors and then use shift-invariance properties of the exponentials. The information vectors are cast into a new basis where the exponentials could be separated from each other.

Materials and methods. We derive a stable technique based on the singular value decomposition (SVD) of lag-covariance and cross-covariance matrices consisting of covariance coefficients computed for index translated copies of an original time series. For these matrices a generalized eigenvalue problem is solved.

Results. The original time series is mapped into the basis of the generalized eigenvectors and then separated into components. The phase portrait of each component is analyzed by a pattern recognition technique to distinguish between the phase portraits related to exponentials constituting the signal and the noise. A component related to the exponential has a regular structure, its phase portrait resembles a unitary circle/arc. Any commonly used method could be then used to evaluate the frequency associated with the exponential.

Conclusion. Efficiency of the proposed and existing methods is compared on the set of examples, including the white Gaussian and auto-regressive model noise. One of the significant benefits of the proposed approach is a way to distinguish false and true frequency estimates by the pattern recognition. Some automatization of the pattern recognition is completed by discarding noise-related components, associated with the eigenvectors that have a modulus less than a certain threshold.

Keywords: exponential retrieval problem, matrix pencil, SVD, pattern recognition

For citation: Nicolsky D. J., Tipenko G. S. Application of the Non-Hermitian Singular Spectrum Analysis to the Exponential Retrieval Problem. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 3, pp. 6–24. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-6-24

Acknowledgements. We would like to thank A. Rybkin and V. Romanovsky for all their advice, patience, critique and reassurances along the way. We also appreciate comments and suggestions by the anonymous reviewer, who greatly helped to improve the quality of this manuscript. This research was funded by ARCSS Program and by the Polar Earth Science Program, Office of Polar Programs, National Science Foundation and by the State of Alaska.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 05.08.2019; accepted 28.03.2020; published online 29.06.2020

Introduction. The present paper originates from a classical problem in signal processing, namely: how to find a number of exponential constituents and their frequencies $\{v_j\}$ in a time series

$\{f(k)\}_{k=0}^{m-1}$. One of the techniques is to assume that

$$f(k) = s(k) + \varepsilon\omega(k);$$

$$s(k) = \sum_{j=-n}^n c_j e^{iv_j k};$$

$$k = 0, 1, \dots, m-1,$$



and then to apply some least square method. Here, the complex-valued amplitudes $\{c_j\}$ and the real distinct frequencies $\{v_j\}$ are such that $c_{-j} = \bar{c}_j$; $v_{-j} = -v_j$. Note that $v_0 = 0$ and c_0 is a real-valued constant. The random component ω is commonly interpreted as noise; s is called the signal and ε is a real constant.

A variety of subspace methods such as the Maximum Entropy Method [1], Multiple Signal Classification (MUSIC) [2], Linear Prediction Methods [3, 4], Estimation of Signal Parameter via Rotational Invariance Technique (ESPRIT) [5], Matrix Pencil (MP) [6], and Minimum-Norm Method [7] have been used to find the exponentials $\{v_j\}$ in the measured data

$\{f(k)\}_{k=0}^{m-1}$. In [8], a unification of concepts of the subspace methods is presented in terms of the singular value decomposition (SVD) [9] of the $d \times l + 1$ trajectory matrix $\mathbf{X}$:

$$\mathbf{X} = (Y_0, Y_1, \dots, Y_l),$$

$$Y_k = [f(k + \kappa_1), f(k + \kappa_2), \dots, f(k + \kappa_d)]^t, \quad (1)$$

for some constant d ; translations κ_i ; the constant $l = m - \kappa_d$. We emphasize that in [8], $\kappa_i = i - 1$, whereas we propose to choose arbitrary translations. The new choice of translations allows us to increase the numerical rank [9] of the trajectory matrix $\mathbf{X}$, and to improve accuracy of frequency evaluation.

Our method together with ESPRIT and MP employ shift-invariance properties of the trajectory matrix $\mathbf{X}$, however, there are some differences. ESPRIT was developed to estimate the direction-of-arrival by a uniform linear array (ULA) of sensors. The data readings from the i -th sensor is associated with the i -th row of the trajectory matrix $\mathbf{X}$. The data in MP are similarly arranged in the row-wise format. Consequently, in both methods, the matrix $\mathbf{X}$ is partitioned into two submatrices $\mathbf{H}_0$ and $\mathbf{H}_1$ composed by the first $d - 1$ and last $d - 1$ rows of $\mathbf{X}$, respectively. Note that equal spacings between sensors in ULA yields $\kappa_i = i - 1$ and hence the space shift-invariance property can be applied. If noise is absent and $d = 2n + 2$ then the space shift-invariance property let us derive

$$\mathbf{H}_1 = \Psi \mathbf{H}_0; \Psi = \{e^{i(j-1)v_k}\} \Lambda \{e^{i(j-1)v_k}\}^{-1}; \quad (2)$$

$$\Lambda = \text{diag}[e^{iv_{-n}}, \dots, e^{iv_n}],$$

where $j = 1, \dots, d - 1$; $k = -n, \dots, n$ and Λ is the eigenvalue matrix of Ψ . For the non-uniform linear array (NULA) of sensors the translations $\{k_i\}$ are arbitrary and hence the space shift-invariance in space property of $\mathbf{X}$ does not directly apply [10]. However, if $d = 2n + 1$ then the matrix $\mathbf{X}$ has a time shift-invariance property:

$$\mathbf{X}_1 = \Omega \mathbf{X}_0; \Omega = \{e^{i\kappa_j v_k}\} \Lambda \{e^{i\kappa_j v_k}\}^{-1}; \quad (3)$$

$$\Lambda = \text{diag}[e^{iv_{-n}}, \dots, e^{iv_n}],$$

where $j = 1, \dots, d$; $k = -n, \dots, n$; and the matrices $\mathbf{X}_0$, $\mathbf{X}_1$ are given by the first $l - 1$ and last $l - 1$ columns of the matrix $\mathbf{X}$, respectively; the matrix Λ is as in (2). The matrix

$$\Lambda = \{e^{i\kappa_j v_k}\}_{1 \leq j \leq d, -n \leq k \leq n}$$

is a generalized Vandermonde matrix and we assume that it is non-singular [11, 12]. Note that each frequency v_j is given by the argument of the corresponding eigenvalues of Ω .

In the presence of noise, (3) no longer holds. Therefore, we construct a $d \times d$ matrix $\hat{\Omega}$ such that $Y_k - \hat{\Omega} Y_{k-1}$ is minimal in some sense, where $\{Y_k\}$ are given in (1). In the framework of perturbation analysis it is possible to show that if $d = 2n + 1$ then frequencies $\{v_j\}$ could be approximated by the arguments of the eigenvalues of $\hat{\Omega}$. However, the number $d = 2n + 1$ of exponentials in the time series f is *a priori* unknown and needs to be found. To deal with this problem we propose a two-step approach. In the first step, we select d to be greater than the number of exponentials found either by existing methods [13–19] or by computing the rank of $\mathbf{X}_0$. We stress that we do not need to estimate the number of exponentials exactly at this step but to ensure that $d \geq 2n + 1$. In this case some eigenvalues of $\hat{\Omega}$ are associated with exponentials, while others are related to the noise. Note that just taking into the account information about the eigenvalues, it is impossible to judge whether the eigenvalue of $\hat{\Omega}$ is associated with the exponential or noise. Therefore, at the second step we cast the trajectory matrix $\mathbf{X}_0$ into the basis of the eigenvectors of $\hat{\Omega}$. In the new

basis rows of $\mathbf{X}_0$, that are associated with the exponentials, have a very specific structure, i. e. the phase portrait is either the circle or an arc. We hence propose to evaluate the number n by a pattern recognition technique. We also show that the frequencies $\{v_j\}_{j=-n}^n$ estimated using the information carried by the rows are more accurate than those estimated by the eigenvalues of $\hat{\Omega}$.

Before we proceed forward, we adopt notation for the inner product $(f, g)_l = \frac{1}{l} \sum_{k=0}^{l-1} f(k) \overline{g(k)}$ and the norm $\|f\|_l = \sqrt{(f, f)_l}$ of time series $f = \{f(k)\}_{k=0}^{l-1}$ and $g = \{g(k)\}_{k=0}^{l-1}$. The operator " $\bar{}$ " stands for the complex conjugation, i. e. $\overline{a+ib} = a-ib$. If $l = \infty$, we define $\|f\|_\infty = \lim_{l \rightarrow \infty} \|f\|_l$ and $(f, g)_\infty = \lim_{l \rightarrow \infty} (f, g)_l$. Also, we defined the translation operator $\mathbf{T}$:

$$\mathbf{T}f = (f(1), f(2), \dots, f(l-1));$$

$$f = (f(0), f(1), \dots, f(l-2)),$$

where $f = \{f(k)\}_{k=0}^{l-1}$ stands for a time series.

The case of a single exponential. In this section, we consider a single exponential corrupted by noise:

$$f(k) = s(k) + \varepsilon \omega(k); \quad s(k) = e^{ivk}$$

and highlight key elements of the proposed technique. Our goal is to estimate the value of v given values of $f(k)$ for $k = 0, 1, \dots, l$.

A number of methods have been developed to estimate a single exponential in the time series, e. g. [2, 3, 5, 6, 20–29]. Some of them are based on an observation that the exponential satisfies a first order auto-regressive process

$$s(k+1) = e^{ivk} s(k) \quad (4)$$

and poles of the associated filter could be used to identify the frequency v [24, 28].

To estimate v when the observations are corrupted by noise, it is possible to introduce some averaging by solving a first order autoregressive problem, i. e. finding the scalar value of a such that the error term e in the following relation is minimized:

$$f(k+1) = af(k) + e(k+1); \quad \|e\|_l \rightarrow \min,$$

or in the matrix form:

$$\mathbf{X}_1 = a\mathbf{X}_0 + \mathbf{E}; \quad \|\mathbf{E}\| \rightarrow \min,$$

where $\mathbf{X}_0 = [f(0), f(1), \dots, f(l-1)]$ and $\mathbf{X}_1 = [f(1), f(2), \dots, f(l)]$ are complex-valued $1 \times l-1$ matrices. The value of a is found by solving the least squares and is given by $\hat{\lambda}_l$ such that

$$\mathbf{X}_1 \mathbf{X}_0^* = \hat{\lambda}_l \mathbf{X}_0 \mathbf{X}_0^*,$$

where " $*$ " stands for the matrix conjugate transpose. Consequently, the frequency v can be evaluated by $\tilde{v}_l = \Im[\ln(\hat{\lambda}_l)]$, where $\hat{\lambda}_l$ is an eigenvalue in the case of 1×1 matrices $\mathbf{X}_1 \mathbf{X}_0^*$ and $\mathbf{X}_0 \mathbf{X}_0^*$. After some algebra, it is possible to derive that

$$\begin{aligned} \tilde{v}_l = v + \varepsilon \Im[(\mathbf{T}\omega, \mathbf{T}s)_l - (\omega, s)_l] + \\ + \varepsilon^2 \Im\left\{e^{-iv}(\mathbf{T}\omega, \omega)_l - \frac{1}{2}[(s, \omega)_l + (\mathbf{T}\omega, \mathbf{T}s)_l]^2\right\} + \\ + O(\varepsilon^3). \end{aligned}$$

When information about a number of exponentials in the time series is missing, one might increase an order of the autoregressive model to find constants a_1 and a_2 :

$$f(k+1) = a_1 f(k) + a_2 f(k-1) + e(k+1);$$

$$\|e\|_l \rightarrow \min,$$

or in the matrix form: find the matrix $\mathbf{A}$ such that

$$\mathbf{X}_1 = \mathbf{A}\mathbf{X}_0 + \mathbf{E}; \quad \|\mathbf{E}\|_l \rightarrow \min, \quad (5)$$

where $\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ a_2 & a_1 \end{pmatrix}$; $\mathbf{X}_0 = [Y_0, Y_1, \dots, Y_{l-1}]$, and $\mathbf{X}_1 = [Y_1, Y_2, \dots, Y_l]$, are complex-valued $2 \times l-1$ matrices composed of the 2×1 information vectors $Y_k = [f(k), f(k+1)]^T$, and $\mathbf{E}$ stands for the $2 \times l-1$ matrix associated with the noise. Note that in the case of the auto-regressive model of the first order, the information vectors Y_k are scalars equal to $f(k)$.

Using least squares, the matrix $\mathbf{A}$ in (5) is found by

$$\hat{\Omega} = \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_0^* (\mathbf{X}_0 \mathbf{X}_0^*)^{-1}.$$

In the case of the single infinite exponential corrupted by the white noise, i. e. $(\omega, \omega)_\infty = 1$, $(s, \omega)_\infty = 0$, and $(T\omega, \omega)_\infty = 0$ we obtain that $\hat{a}_1 = e^{iv}/(\varepsilon^2 + 2)$ and $\hat{a}_2 = e^{2iv}/(\varepsilon^2 + 2)$. Therefore the eigenvalues $\hat{\lambda}_k$ and eigenvectors $\hat{\mathbf{v}}_k$ of $\hat{\mathbf{\Omega}}$ are

$$\hat{\lambda}_{1,2} = \pm e^{iv} \frac{1 \pm \sqrt{9 + 4\varepsilon^2}}{2(2 + \varepsilon^2)}, \quad \hat{\mathbf{v}}_{1,2} = \begin{bmatrix} -\hat{\lambda}_{2,1} \\ 1 \end{bmatrix}.$$

One may note that the argument of $\hat{\lambda}_1 = e^{iv}(1 - \varepsilon^2/3) + O(\varepsilon^4)$ could be used as an estimator of the frequency v . The other eigenvalue $\hat{\lambda}_2 = -e^{iv}(1/2 - \varepsilon^2/12) + O(\varepsilon^4)$ is rotated by the angle of π with respect to the argument of e^{iv} . The arguments of eigenvalues may be thus used to estimate the frequency v , but $\hat{\lambda}_2$ provides a false estimate. The modulus of eigenvalues could be used to distinguish genuine and false estimates, e. g. eigenvalues with the absolute values significantly less than one could be associated with the damping exponentials and be discarded. At the same time, the eigenvectors $\hat{\mathbf{v}}_1$ and $\hat{\mathbf{v}}_2$ also carry the information about the exponentials.

In the proposed technique we look at the dynamics of trajectory matrix $\mathbf{X}_0$ by mapping it to the basis of eigenvectors using the matrix $\hat{\mathbf{V}} = [\hat{\mathbf{v}}_1, \hat{\mathbf{v}}_2]$. An image of the information vector Y_k in the new basis is

$$Z_k = \hat{\mathbf{V}}^{-1} Y_k; \quad k = 0, \dots, l.$$

In our case,

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{V}}^{-1} &= \frac{1}{2\sqrt{9 + 4\varepsilon^2}} \begin{pmatrix} 2e^{iv} & \sqrt{9 + 4\varepsilon^2} + 1 \\ -2e^{iv} & \sqrt{9 + 4\varepsilon^2} - 1 \end{pmatrix} \approx \\ &\approx \frac{1}{3} \begin{pmatrix} e^{iv}(1 - 2\varepsilon^2/9) & 2 - \varepsilon^2/9 \\ -e^{iv}(1 - 2\varepsilon^2/9) & 1 + \varepsilon^2/9 \end{pmatrix} + O(\varepsilon^4), \end{aligned}$$

and hence

$$\begin{aligned} Z_k &= \begin{pmatrix} e^{ikv} \\ 0 \end{pmatrix} + \frac{\varepsilon}{3} \begin{pmatrix} 2\omega(k+1) + \omega(k)e^{ikv} \\ \omega(k+1) - \omega(k)e^{ikv} \end{pmatrix} + \\ &+ \frac{\varepsilon^2}{9} \begin{pmatrix} -e^{ikv} \\ e^{ikv} \end{pmatrix} + O(\varepsilon^3); \quad k = 0, \dots, l. \end{aligned}$$

The first coordinate of Z_k , i. e. $Z_{k,1}$ for $k = 0, \dots, l$ rotates around the origin with an angle between $Z_{k+1,1}$ and $Z_{k,1}$ approximately equal to the frequency v . Its phase portrait $\{(\Re(Z_{k,1}), \Im(Z_{k,1}))\}_{k=0}^l$ resembles a unit circle (or an unit arc) with the center at the origin. The second coordinate of Z_k , i. e. $Z_{k,2}$ for $k = 0, \dots, l$ does not have a particular well-defined behavior, i. e. its phase portrait is given by a set of points randomly centered around the origin. This difference in the phase portraits allows to distinguish pairs of the eigenvector-eigenvalue corresponding to the true frequency from their false counterparts.

We note that once the coordinate of Z_k related to the exponential signal is established (in our case the first coordinate), then the problem is simplified. Any appropriate method of the frequency estimation could be applied to recover a single exponential in the time series.

Linear regression approach in the case of multiple exponentials. In this section, we extend our proposed approach to the time series composed of several exponentials and contaminated by noise. Now and for the rest of this article, we consider the information vectors $Y_k = [f(k + \kappa_1), f(k + \kappa_2), \dots, f(k + \kappa_d)]^t$ associated with arbitrary translations $\{\kappa_i\}$. We consequently partition Y_k into two time series S_k and W_k

$$Y_k = S_k + \varepsilon W_k,$$

where $S_k = [s(k + \kappa_1), s(k + \kappa_2), \dots, s(k + \kappa_d)]^t$ and obtain that

$$Y_k = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda}^k C + \varepsilon W_k, \quad k = 0, \dots, l,$$

where $\mathbf{V} = \{e^{i\kappa_j v_k}\}_{1 \leq j \leq d, -n \leq k \leq n}$; $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}[e^{iv_{-n}}, \dots, e^{iv_n}]$; $C = (c_{-n}, \dots, c_n)^t$. Thus, the trajectory matrices $\mathbf{X}_0$ and $\mathbf{X}_1$ could be expressed as

$$\mathbf{X}_0 = \mathbf{V} [C, \mathbf{\Lambda} C, \dots, \mathbf{\Lambda}^{l-1} C] + \varepsilon [W_0, W_1, \dots, W_{l-1}],$$

$$\mathbf{X}_1 = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} [C, \mathbf{\Lambda} C, \dots, \mathbf{\Lambda}^{l-1} C] + \varepsilon [W_0, W_1, \dots, W_l].$$

Note that each row of $[C, \mathbf{\Lambda} C, \dots, \mathbf{\Lambda}^{l-1} C]$ is associated with a unique frequency. The phase portrait

of the k -th row is given by the set of points $\{c_k e^{ijv_k}\}_{j=0}^{l-1}$, representing a circle/arc with the radius of $|c_k|$ around the origin. A key idea of the proposed method is to represent $\mathbf{X}_0$ in a new basis, extract its rows and estimate a frequency associated with each phase portrait.

Linear regression problem. After some algebra, we derive that Y_{k+1} and Y_k are connected by the relation

$$Y_{k+1} = \Omega Y_k + \varepsilon(W_{k+1} - \Omega W_k); \quad \Omega = \mathbf{V} \Lambda \mathbf{V}^+,$$

where $\mathbf{V}^+ = (\mathbf{V}^* \mathbf{V})^{-1} \mathbf{V}^*$ is the Moore–Penrose inverse of $\mathbf{V}$. In the case of $2n+1=d$, the matrix $\mathbf{V}$ is square, and hence $\mathbf{V}^+ = \mathbf{V}^{-1}$. Furthermore, if $2n+1=d$ then similar to (4) we obtain the relation between the signal components:

$$S_{k+1} = \Omega S_k, \quad \Omega = \mathbf{V} \Lambda \mathbf{V}^{-1}$$

and to find frequencies $\{v_k\}$ in the noiseless time series one needs to compute Ω and then find its eigenvalues.

As in the case of the single exponential, we introduce averaging and approximate the matrix Ω by the real-valued $d \times d$ matrix $\hat{\Omega}$, which is the solution of the linear regression problem $\|Y_{k+1} - \mathbf{A} Y_k\| \rightarrow \min$. Namely, the matrix $\hat{\Omega}$ is called the best estimate of Ω , if $\hat{\Omega} = \arg \min_{\mathbf{A}} J(\mathbf{A})$, where

$$J(\mathbf{A}) = \frac{1}{l} \sum_{k=0}^{l-1} E_k^* E_k; \quad (6)$$

$$E_k = Y_{k+1} - \mathbf{A} Y_k; \quad k = 0, \dots, l-1.$$

Note that in the case of multiples exponentials we do not know the number of exponentials contributing to the time series f . For now we assume that $2n+1 \leq d$. We discuss the selection of translations $\{\kappa_i\}_{i=1}^d$ and the dimensions of the information vectors Y_k later in this section.

It is possible to prove, see Appendix A for the proofs, that if $\det \Gamma_0 \neq 0$, then $J(\mathbf{A})$ has the minimum only at $\hat{\Omega}$, satisfying

$$\Gamma_1 = \hat{\Omega} \Gamma_0, \quad (7)$$

and its minimal value is $J_{\min} = \text{tr}\{\Gamma_2 - \Gamma_1 \Gamma_0^{-1} \Gamma_1^*\}$, where

$$\Gamma_0 = \frac{1}{l} \mathbf{X}_0 \mathbf{X}_0^*; \quad \Gamma_1 = \frac{1}{l} \mathbf{X}_0 \mathbf{X}_0^*; \quad \Gamma_2 = \frac{1}{l} \mathbf{X}_1 \mathbf{X}_1^*.$$

If $2n+1=d$, then for the noiseless time series f , the solution $\hat{\Omega}$ of the linear regression problem coincides with Ω , and for the noisy data the eigenvalues of Ω and $\hat{\Omega}$ are connected via

$$\hat{\Lambda} = \Lambda + \sum_{n=1}^{\infty} \varepsilon^n \Lambda^{(n)},$$

where $\Lambda^{(n)}$ are some diagonal matrices. Hence, we can use the eigenvalues of $\hat{\Omega} = \Gamma_1 \Gamma_0^{-1}$ to evaluate those corresponding to Ω and by computing the argument of eigenvalues to find the frequencies.

There are some difficulties since the number of exponentials is *a priori* unknown, but it could be estimated by methods discussed in [13–19] or by computing the rank of $\mathbf{X}_0$. In the case of noiseless time series, we have $\text{rank}(\mathbf{X}_0) = 2n+1$ for values $d \geq 2n+1$. This means that after a certain increase in d , the rank of $\mathbf{X}_0$ stays constant and this threshold could be used to estimate the number of exponentials. In case of the noisy data, one can instead estimate the numerical rank of Γ_0 by SVD [8]. Under the white noise assumption and $m \rightarrow \infty$, the singular values $\{\lambda_k\}_{k=1}^d$ of Γ_0 according to [8, 28] are such that

$$\lambda_k \approx \begin{cases} \mu_k + \sigma^2, & k = 1, \dots, 2n+1; \\ \sigma^2, & k = 2n+2, \dots, d, \end{cases}$$

where $\mu_k > 0$ are the singular values associated with the signal component and σ^2 stands for the noise variance. The values of μ_k depend on the choice of translations $\{\kappa_i\}_{i=1}^d$ and could be close to zero if the information vectors Y_i are almost linearly dependent. By varying the translations, it is possible to make the information vectors more linearly independent, consequently increase μ_k , and thus to obtain a notable distinctions between the singular values associated with the signal and noise. Note that the singular values associated with the white noise

are constant. In the case when m is not large or when the noise is not white, smallest singular values μ_k could start to overlap with those related to noise [30, 31] and hence the notable decrease may be missing. Nevertheless, the SVD provides a good estimate for the numerical rank of matrix [8].

We note that if $d > 2n+1$ then some eigenvalues of $\hat{\Omega}$ approximate the frequencies $\{v_i\}$ while the other are associated with the noise. As in the case with the single exponential, selection of eigenvalues associated with the exponentials is a matter of belief if no information regarding the noise structure is provided. On other hand, the eigenvectors of $\hat{\Omega}$ can bring more information to decide whether the eigenvalue-eigenvector pair is associated with the exponential or noise. The ideas of using the eigenvectors are closely related to the time series decomposition by the Singular Spectrum Analysis (SSA) [32, 33].

Time series decomposition and the principal component approach. Before introducing the principal components using eigenvectors of $\hat{\Omega}$, we briefly review some key points of the Singular Spectrum Analysis (SSA). Our approach exploits ideas of SSA, yet SSA and its various modifications such as Monte Carlo SSA [34–36] and Multiscale SSA [37], Random Lag SSA [38], Oblique SSA [39] do not compute the frequencies $\{v\}$ but allow representation of the data f in a new convenient way. In particular, SSA relies on the Karhunen–Loeve decomposition of the correlation matrix

$$\Gamma_0 = \frac{1}{l} \mathbf{U} \Sigma^2 \mathbf{U}^*,$$

and on representation of the vectors $\{Y_k\}$ in a coordinate system defined by the eigenvectors $\{\mathbf{u}_k\}$ of Γ_0 , or namely

$$\mathbf{P} = \mathbf{U}^* \mathbf{X}_0; \quad \mathbf{U} = \{\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_d\},$$

where the rows $\{\mathbf{p}_k\}$ of the matrix $\mathbf{P}$ can be seen as the coordinates of $\{Y_k\}$ in the orthogonal base $\{\mathbf{u}_k\}$ and are commonly called principal components. Note that the vectors $\{\mathbf{p}_k\}$ have the important property of orthogonality $\mathbf{P} \mathbf{P}^* = \Sigma^2$. However, arbitrary exponentials do not have to be orthogonal with respect to the inner product $(\cdot, \cdot)_l$ due to the finite number of sampling points $k = 0, \dots, l-1$. There-

fore, each principal component $\mathbf{p}_k$ is usually a linear combination of exponentials even for the noiseless data. We would like to emphasize that even for the noiseless data, there is no one-to-one correspondence between the exponentials and the principal components $\mathbf{p}_k$ [40]. Hence, our goal is to obtain a one-to-one correspondence between the frequencies $\{v\}$ and certain objects in the absence of noise as follows.

We achieve our goal by representing the information vectors Y_k in the basis of eigenvectors of $\hat{\Omega}$ instead of the basis associated with Γ_0 as it completed in SSA. Consequently, we call the proposed method the Non-Hermitian Singular Spectrum Analysis (NH-SSA). For the rest of this article we assume, that the eigenvalues of $\hat{\Omega}$ are all different and the Jordan decomposition of $\hat{\Omega}$ holds as

$$\hat{\Omega} = \hat{\mathbf{V}} \hat{\Lambda} \hat{\mathbf{V}}^{-1}.$$

We define a central object in our approach, namely the image of information vectors Y_k in the basis of $\hat{\mathbf{V}}$:

$$Z_k = \hat{\mathbf{V}}^{-1} Y_k, \quad k = 0, \dots, l. \quad (8)$$

Using the small perturbation theory it is possible to show that, in the case of $d = 2n+1$, if all eigenvalues of Ω are distinct then the eigenvector matrix $\hat{\mathbf{V}}$ is such that

$$\hat{\mathbf{V}}^{-1} = (\mathbf{I} + \varepsilon \mathbf{R}) \mathbf{V}^{-1}, \quad (9)$$

where the matrix $\mathbf{R}(\varepsilon)$ is analytic with respect to ε and $\mathbf{R}(\varepsilon) = \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon^n \mathbf{R}^{(n+1)}$, where each diagonal entry of $\mathbf{R}^{(n+1)}$ vanishes for any n . Recalling that $Z_k = \hat{\mathbf{V}}^{-1} Y_k$, we have

$$Z_k = \Lambda^k C + \varepsilon [\mathbf{R} \Lambda^k C + \hat{\mathbf{V}}^{-1} W_k],$$

or in its coordinate-wisely form as

$$Z_{k+1} = \lambda_j^k c_j + \varepsilon \eta_{k,j};$$

$$\eta_{k,j} = \sum_{i=1}^{2n+1} (R_{ji} \lambda_i^k c_i + V_{ji}^{-1} W_{k,i});$$

$$j = 1, \dots, 2n+1.$$

Here, j stands for the row index of the vector $Z_k = (Z_{k,1}, \dots, Z_{k,2n+1})^t$, $\lambda_j = e^{iv_j}$ is the eigenvalue of Ω , and $\eta_{k,j}$ represents noise. For each value of j , the consecutive values of $Z_{k,j}$, $k = 0, \dots, l$ rotate around the origin, each time turning by the angle of v_j (up to the level of noise $O(\varepsilon)$). Furthermore, if $d = 2n+1$ and $\varepsilon \rightarrow 0$ then there is one-to-one correspondence between the rows of Z_k and exponentials.

In many practical applications, a number $2n+1$ of exponentials in the time series f is unknown. Therefore, in order not to lose some exponentials, we need to have $d \geq 2n+1$. This implies that we decompose the noise ω into exponentials. There-

fore, some rows of Z_k are attributed to noise and do not have a stable "rotational" pattern around the origin, as was discussed in section 1 for the case of the single exponential.

Thus, to decide whether the j -th row of Z_k is associated with the noise or exponentials, we apply the pattern recognition technique by visualizing dynamics of $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$. Namely, the sequence $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ is thought to represent a single exponential if the phase portrait, i. e. the set of points $\{[\Re(Z_{k,j}), \Im(Z_{k,j})]\}_{k=0}^l$ lies between two concentric circles, see Fig. 1, *a*; the modulus $|Z_{k,j}|$ is bounded around a certain constant. One other hand,

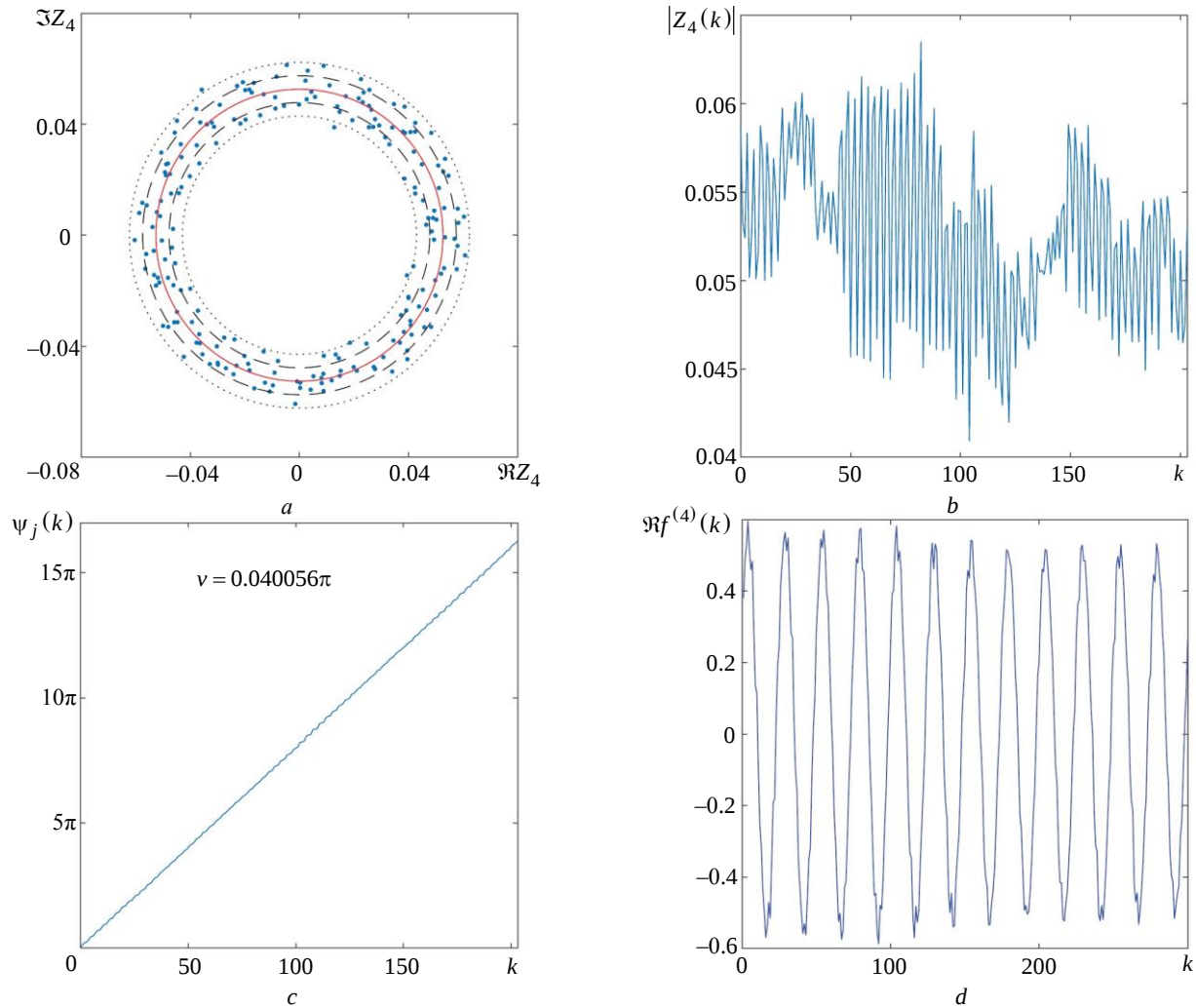


Fig. 1. Typical results for the sequence $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ associated with an exponential: *a* – the phase portrait $\{[\Re(Z_{k,j}), \Im(Z_{k,j})]\}_{k=0}^l$ lies between two concentric circles; dashed and dotted lines represent one and two standard deviations from the mean modulus; *b* – the modulus of $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ is bounded from zero ($k \in [0, l]$); *c* – the phase $\psi_j(k)$ is a linearly increasing function ($k \in [0, l-1]$);

d – mapping of $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ back to the original space $f^{(j)}(k)$ is an exponential ($k \in [0, m-1]$)

the sequence $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ is associated with noise when the phase portrait $\{[\Re(Z_{k,j}), \Im(Z_{k,j})]\}_{k=0}^l$ is randomly distributed around the center, as shown in Fig. 2, *a*; the modulus $|Z_{k,j}|$ significantly varies. Furthermore, for the single exponential signal, the phase $\psi_j(k)$ is linearly increasing as shown in Fig. 1, *c*, while for $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ related to noise the phase $\psi_j(m) = \sum_{k=0}^{m-1} \Im[\ln(Z_{k+1,j}/Z_{k,j})]$ could have some irregularities, see Fig. 2, *c*.

Once the rows of Z_k associated with the exponen-

tials are established the process is greatly simplified, note that each $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ represents a single exponential and a whole variety of the frequency estimation methods could be applied to recover the frequency.

Finally, we note that similar to the SSA methodology, sequences $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ associated with either the exponentials or noise could be grouped together and mapped back to the original space as follows. For example, mapping of $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ associated with a single exponential back to the original space results in the trajectory matrix $\tilde{\mathbf{X}}_0^{(j)} = \{c_j e^{i(\kappa_s + k)\nu_j} + O(\varepsilon)\}_{ks}$,

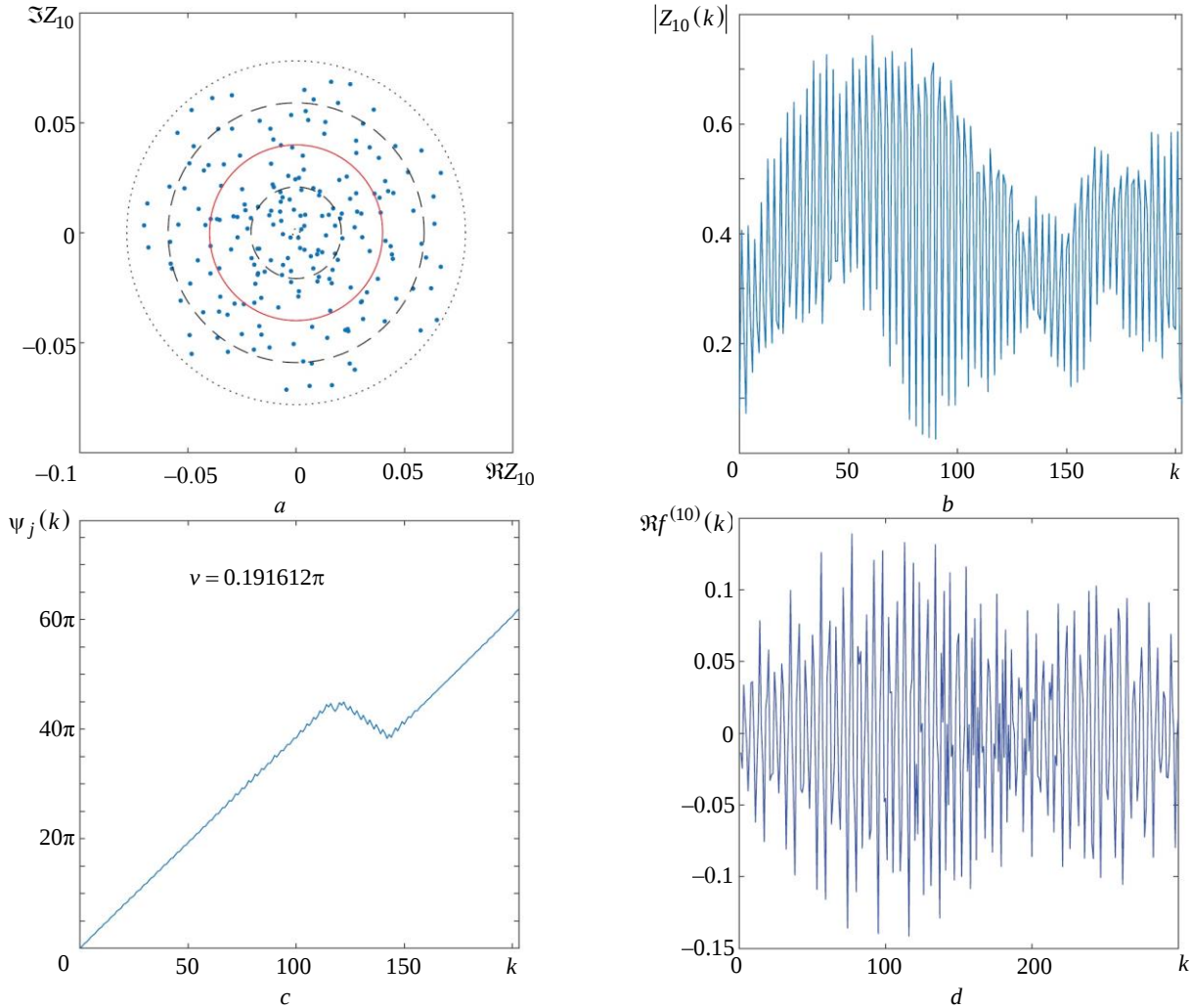


Fig. 2. Typical results for the sequence $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ associated with noise: *a* – the phase portrait $\{[\Re(Z_{k,j}), \Im(Z_{k,j})]\}_{k=0}^l$ is randomly distributed around the origin; *b* – the modulus of $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ is not bounded from zero ($k \in [0, l]$); *c* – the phase $\psi_j(k)$ can have one or multiple "wrapping" events [41] ($k \in [0, l-1]$); *d* – mapping of $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ back to the original space

$$f^{(j)}(k) \text{ is an irregular signal } (k \in [0, m-1])$$

which is a Hankel matrix when the translations $\kappa_s = s - 1$. We average elements in $\tilde{\mathbf{X}}_0^{(j)}$ and thus map the sequence $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ to the original space as $f^{(j)}(k) = c_j e^{iv_j k} + O(\varepsilon)$, $k = 0, \dots, m-1$. Fig. 1, d and 2, d show mappings of $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ associated with the exponential and noise, respectively, to the original space.

Note that $\Re f^{(j)}(k)$ associated with the exponential is a cosine with an approximately constant amplitude, while the mapping of $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ related to the noise results in some irregular structure. Similar to SSA, sequences $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ associated with noise could be all grouped together and mapped back to $\hat{\omega}$. We thus produce a decomposition of the original signal $f = \hat{f} + \hat{\omega} + O(\varepsilon)$, where $\hat{f} = \sum_j f^{(j)}$.

Decomposition of the time series f into a sum of $f^{(j)}$, where each $f^{(j)}$ is associated with the single exponential, depends on the noise variance, proposed number n of exponentials and translations $\{\kappa_i\}$. In the current model we use translations such that $\kappa_i = (i-1)\bar{m}$, where $\bar{m}$ is called the multiplicity. Hence, the decomposition depends on the pair of parameters $(d, \bar{m})$. The multiplicity $\bar{m}$ can be chosen arbitrarily. However, our numerical experiments show that $\bar{m}$ should be of the same order as the expected period. In this case, the information vectors $\{Y_k\}$ tend to be more linearly independent in the computational sense and the matrices Γ_0 and Γ_1 be better conditioned.

Numerical realization. In this section, we provide a numerical algorithm to evaluate $\hat{\mathbf{V}}^{-1}$ in order to map the time series into the principal components. Please note that since Γ_0 and Γ_1 are typically ill-conditioned matrices and the straightforward calculation of eigenvectors $\mathbf{V}$ of $\hat{\Omega} = \Gamma_1 \Gamma_0^{-1}$ could lead to computational errors [42]. We propose to maximize the "numerical" rank of Γ_0 and Γ_1 by varying $\bar{m}$. Further, noting that the SVD is less error prone for the symmetrical positive-definite matrices than the eigenvalue decomposition, in order to achieve a

better numerical accuracy we suggest to exploit the SVD of $\mathbf{X}_0$ and $\mathbf{X}_1$ as follows.

Assuming that trajectory matrices $\mathbf{X}_0$, $\mathbf{X}_1$ have the rank equal to $2n+1$ we denote the SVD of $\mathbf{X}_0$ and of $\mathbf{X}_1$ as

$$\mathbf{X}_0 = \mathbf{U}_0 \mathbf{D}_0 \mathbf{\Pi} \mathbf{W}_0^*; \quad \mathbf{X}_1 = \mathbf{U}_1 \mathbf{D}_1 \mathbf{\Pi} \mathbf{W}_1^*, \quad (10)$$

where $2n+1 \times l$ matrix $\mathbf{\Pi}$ stands for the projector mapping of $\mathbb{R}^l$ onto $\mathbb{R}^{(2n+1)}$, and where the unitary matrices $\mathbf{U}_s$, $\mathbf{W}_s$ and the non-negative diagonal matrix $\mathbf{D}_s$ are of size $2n+1 \times 2n+1$, $l \times l$ and $2n+1 \times 2n+1$ respectively for $s = 0, 1$. From (10) it follows that the equation $\Gamma_1 = \hat{\Omega} \Gamma_0$ equivalent to

$$\mathbf{Q} = \Upsilon \mathbf{R},$$

where $\mathbf{Q} = \mathbf{\Pi} \mathbf{W}_1^* \mathbf{W}_0 \mathbf{\Pi}^*$; $\Upsilon = \mathbf{D}_1^{-1} \mathbf{U}_1^* \hat{\Omega} \mathbf{U}_1 \mathbf{D}_1$; $\mathbf{R} = \mathbf{D}_1^{-1} \mathbf{U}_1^* \mathbf{U}_0 \mathbf{D}_0$. Let us emphasize that the matrix $\mathbf{Q}$ is a projection of the unitary matrix $\mathbf{W}_1^* \mathbf{W}_0$, and therefore $\|\mathbf{Q}\| \leq 1$. The matrix Υ has the same spectrum as $\hat{\Lambda}$ as $\hat{\Omega}$ has.

Let us denote by Φ the matrix consisting of the generalized eigenvectors of the matrices $(\mathbf{Q}; \mathbf{R})$, namely $\mathbf{Q}\Phi = \mathbf{R}\Phi\hat{\Lambda}$. Taking into the account that $\mathbf{Q} = \mathbf{R}\Phi\hat{\Lambda}\Phi^{-1} = \Upsilon\mathbf{R}$ and the definition of the matrix Υ it is easy to check that

$$\hat{\Omega} = (\mathbf{U}_1 \mathbf{D}_1 \mathbf{R} \Phi) \hat{\Lambda} (\mathbf{U}_1 \mathbf{D}_1 \mathbf{R} \Phi)^{-1}.$$

From the Jordan decomposition of $\hat{\Omega}$ it follows that the eigenvectors $\hat{\mathbf{V}}$ of $\hat{\Omega}$ and generalized eigenvectors Φ are connected by

$$\hat{\mathbf{V}} = \mathbf{U}_1 \mathbf{D}_1 \mathbf{R} \Phi = \mathbf{U}_0 \mathbf{D}_0 \Phi.$$

Therefore, by definition (8) we obtain

$$Z_k = \hat{\mathbf{V}}^{-1} Y_k = \Phi^{-1} \mathbf{D}_0^{-1} \mathbf{U}_0^* Y_k; \quad k = 1, \dots, l.$$

Finally, we combine all steps together and provide the numerical algorithm to estimate exponentials in the time series:

Input: the time series $f(k)$; $k = 0, 1, \dots, m-1$.

1. Pick a value of $d > n$ and consider a set of multiplicities $\bar{m} = 0, 1, 2, \dots$

2. For a selected value of $\bar{m}$, compute the translations $\kappa_k = (k-1)\bar{m}$, where $k = 0, 1, \dots, d$.

3. Form the information vectors $\{Y_k\}_{k=0}^l$ and trajectory matrices X_0 and X_1 .

4. Repeat Steps 1–3, while computing the condition number $\text{cond}(X_0) = \|X_0\| \|X_0^{-1}\|$ on a grid of $(d, \bar{m})$.

5. Select a pair of $(d, \bar{m})$, where $\text{cond}(X_0)$ attains the minimum and compute trajectory matrices X_0 and X_1 for the found pair of d and $\bar{m}$.

6. Perform the SVD on matrices: $X_0 = U_0 D_0 \Pi W_0^*$, $X_1 = U_1 D_1 \Pi W_1^*$.

7. Calculate $Q = \Pi W_1^* W_0 \Pi^*$ and $R = D_1^{-1} U_1^* U_0 D_0$.

8. Evaluate the generalized eigenvalues $\hat{\Lambda} = \{\hat{\lambda}_0, \hat{\lambda}_1, \dots, \hat{\lambda}_l\}$ and eigenvectors Φ for the pair of matrices Q and R such that $Q\Phi = R\Phi\hat{\Lambda}$.

9. Compute map information vectors Y_k into the new basis: $Z_k = \Phi^{-1} D_0^{-1} U_0^* Y_k$, $k = 1, \dots, l$.

10. Discard rows $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ associated with eigenvalues λ_j such that $|\hat{\lambda}_j| < \lambda_c$, where λ_c is a given threshold. These rows are related to the signal components $f^{(j)}$ damping with time. The value of λ_c could be chosen such that a number of generalized eigenvalues $|\hat{\lambda}_j| < \lambda_c$ is the same as the number of singular values of Γ_0 associated with the signal.

11. Apply pattern recognition technique to the remaining $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ and evaluate the number n of exponentials. The number n of exponentials is determined by the number of $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ which have the graph lying in a vicinity of the unit circle in the complex plane.

12. Apply one of the frequency estimation methods to recover a single exponential in $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ associated with the regular patterns. Here, we use ESPRIT to find a single exponential in $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$.

Output: List the frequencies $\{v_j\}$ associated

with $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ showing the regular patterns.

Comparison with other high resolution methods. *Signal corrupted by the white noise.*

Let us consider the signal s consisting of four unit-amplitude cosines sampled at $m = 300$ points. The frequencies for these cosines are $v_1/(2\pi) = 0.04$; $v_2 = 0.06$; $v_3 = 0.07$ and $v_4 = 0.12$.

The signal s is corrupted by the white Gaussian noise ω with the zero mean $E(\omega) = 0$ and variance $\text{var}(\omega) = 1$. In this case, the SNR_{dB} defined by $10\log_{10}(\|s\|_m^2 / \|\omega\|_m^2)$ is approximately 3.5 dB.

For a given realization of the time series, we compute the condition number $\text{cond}(\Gamma_0)$ on the grid of $(d, \bar{m})$, as shown in Fig. 3. There are several potential pairs of $\bar{m}$ and d , marked by red asterisks, where the condition number is close to its minimum. We select the value of $\bar{m}$ equal to 4, while the choice for d is less restrictive, at the same time is better to select d rather large in order to increase the size of Γ_0 and reduce influence of noise on the information-carrying components.

Our experience reveals that it is important to select the value of d to be at least three to four times larger than the number of exponentials, which could be estimated, for example, by analyzing eigenvalues of the auto-covariance matrix Γ_0 , shown by blue triangles in Fig. 4. We note that a significant drop occurs at the 9th eigenvalue. Hence, $\bar{n} = 4$ (since the cosines are used to define the signal). Therefore,

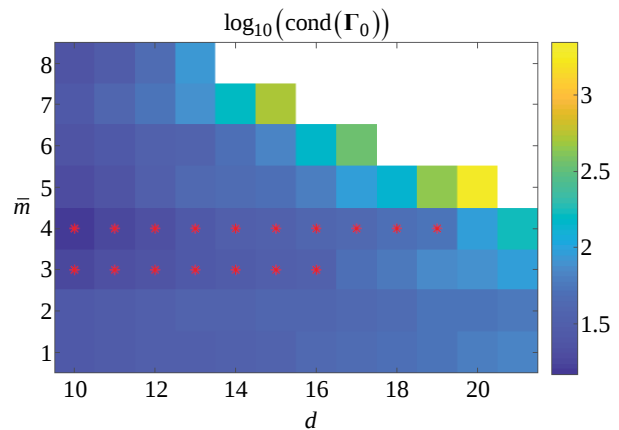


Fig. 3. Dependence of $\text{cond}(\Gamma_0)$ on the multiplicity $\bar{m}$ and the size of Γ_0 . Cells marked by asterisks, where the condition number is minimal, are potential candidates to choose a pair of $(\bar{m}, d)$

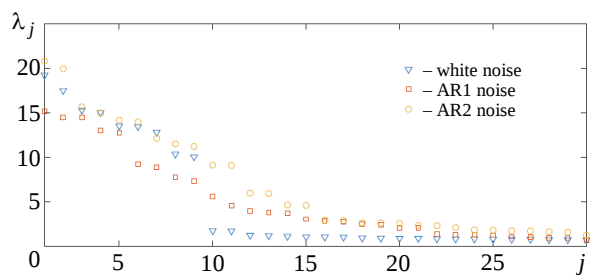


Fig. 4. Eigenvalues of the auto-covariance matrix Γ_0 for the signal consisting of a sum of eight exponentials and the constant. The signal is corrupted by either the white Gaussian noise or auto-regressive noise of the first and second orders

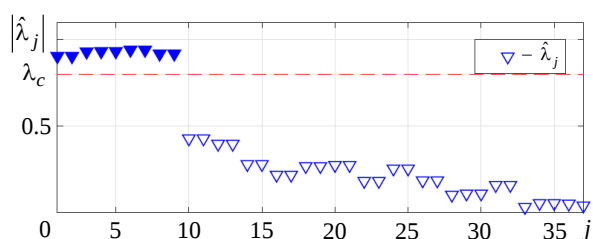


Fig. 5. Generalized eigenvalues $\hat{\Lambda} = \{\hat{\lambda}_0, \hat{\lambda}_1, \dots, \hat{\lambda}_l\}$ for the pencil $\mathbf{Q}\Phi = \mathbf{R}\Phi\hat{\Lambda}$

while applying the NHSSA method, we assume $d=18$, however any number greater than 12 will be also sufficient. We stress that the precise determination of d is not important. Additional dimensions $d-n$ are used to decompose the noise into some exponentials and these false exponentials are discarded later at either Step 10 or 11.

A number of these false estimates is controlled by the threshold parameter λ_c in Step 10. If the value of λ_c is reduced then more false estimates are recovered, but then could be discarded at Step 11. At the same time, if the value of λ_c is increased then NHSSA may start to omit true frequencies. The value of λ_c could be chosen such that a number of

generalized eigenvalues $|\hat{\lambda}_j| < \lambda_c$ is the same as the number of Γ_0 singular values associated with the signal. Fig. 5 shows the distribution of $\hat{\lambda}_j$ for one of the realizations of the while noise-corrupted signal, in the case of $\bar{n}=4$ and $d=18$. Four pairs of the generalized eigenvalues have a modulus close to 1, while the rest has a significantly lower magnitudes. The value of $\lambda_c \approx 0.8$ provides a threshold to separate the true and false estimates in this case. Our experience indicates that the optimal value of $\lambda_c \approx 0.8$, however it might need to be decreased if the SNR is reduced or the time series length is reduced. We nevertheless propose to keep the value of λ_c at the lower end to obtain some false estimates and then discard them based on using the pattern recognitions.

We consider 100 realizations, r , of the time series and estimate frequencies by the ESPRIT and NHSSA. To improve the accuracy of frequency estimation, the size of the auto-covariance matrix for ESPRIT is selected to be $m/3=100$. We consider two instances of ESPRIT denoted by ESPRIT($\bar{n}$), when $\bar{n}=4$ (an exact number of cosines in the time series) or $\bar{n}=7$ is the assumed number of cosines in the ESPRIT algorithm.

Fig. 6, *a* plots the recovered frequencies for each realization according to each method, i. e. frequencies recovered by NHSSA are plotted by red circles, results of the ESPRIT recovery are shown by dots and crosses. Fig. 6, *b* shows the probability, p , of occurrence (a number of times the frequency is recovered within the 0.005-wide intervals, which uniformly span the frequency domain, divided by the total number of realizations) for the estimated frequencies. Both instances of ESPRIT almost always

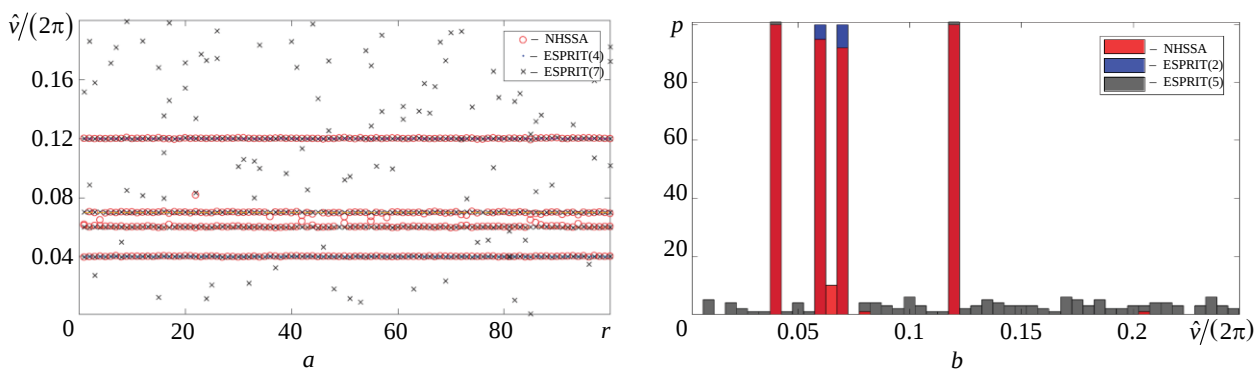


Fig. 6. Recovery of frequencies in the case of the white Gaussian noise: *a* – frequencies estimated by NHSSA and ESPRIT for 100 realizations of the white Gaussian noise. The number of cosines in ESPRIT is assumed to be either 4 or 7; *b* – the probability, p , of occurrence for the estimated frequencies

Estimation of the frequencies $\{v_k\}$ by ESPRIT and NHSSA in the case of time series s corrupted by the white Gaussian or autoregressive noise of the first and second order

v	$E(\hat{v})$			$\text{var}(\hat{v})$		
	NHSSA	ESPRIT(4)	ESPRIT(7)	NHSSA	ESPRIT(4)	ESPRIT(7)
White Gaussian noise, $\text{SNR}_{\text{dB}} = 3.5 \text{ dB}$						
0.04	0.040066	0.040008	0.040018	4.2092e-08	2.5401e-08	2.5111e-08
0.06	0.060517	0.060011	0.060014	1.6183e-06	3.0151e-08	3.0139e-08
0.07	0.069285	0.070011	0.070007	3.1890e-06	2.1462e-08	2.2494e-08
0.12	0.119960	0.119980	0.119970	4.8482e-08	2.9076e-08	3.2675e-08
AR1 noise, $\text{SNR}_{\text{dB}} = 0.9 \text{ dB}$						
0.04	0.039971	0.039348	0.039885	1.0164e-06	1.2936e-05	6.7429e-07
0.06	0.059944	0.059894	0.059777	4.8822e-07	8.3477e-06	4.3980e-07
0.07	0.069988	0.068586	0.069860	3.9226e-07	8.6346e-06	2.2843e-07
0.12	0.11999	0.116940	0.119830	1.2697e-07	0.00010443	8.3213e-08
AR2 noise, $\text{SNR}_{\text{dB}} = 1.5 \text{ dB}$						
0.04	0.040022	0.040044	0.040022	1.3134e-07	7.3852e-08	7.5397e-08
0.06	0.060098	0.060107	0.060024	2.8021e-07	3.1196e-07	1.0839e-07
0.07	0.069964	0.070132	0.070059	3.0026e-07	1.3255e-07	1.0902e-07
0.12	0.119770	0.120110	0.119980	5.2731e-06	3.3860e-07	2.2155e-07

recover the frequencies, while NHSSA shows good performance for $v/(2\pi) = 0.04$ and $v/(2\pi) = 0.12$, while slightly underperforms for $v/(2\pi) = 0.06$ and $v/(2\pi) = 0.07$.

Instead of identifying both of the latter frequencies, NHSSA recovers a single frequency in the middle. We will discuss the separability of frequencies later in this section. Note that all methods recover the frequencies quite well, especially after taking into the account that NHSSA does not have any information about the number of exponentials.

We list the estimated mean and variance for each $\{\hat{v}_k\}_{k=1}^4$ in Table. The variance of ESPRIT is smaller than that of NHSSA, but the ESPRIT requires a number of cosines as an input variable. Additionally, the ESPRIT with $n=7$ provides additional estimates, shown by black crosses, that are distributed rather randomly. It is hard to distinguish these false estimates from the true frequencies if only their values are given (as a potential solution one may apply ESPRIT with different sizes of the autocovariance matrix to investigate whether the estimates are true or false). The NHSSA also has some false estimates, i. e. red circles lying away from the genuine frequencies.

Finally, we illustrate separability of the original time series $f = s + \omega$ into the components, namely: $\hat{s}$ – the recovered signal and $\hat{\omega}$ – the estimated noise. The recovered signal $\hat{s}$ is obtained by grouping and mapping sequences associated with $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$, which have a circular phase portrait, to

the original space. The noise $\hat{\omega}$ is estimated by grouping and mapping the rest of $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ to the original space as well. Fig. 7, *a* shows the signal s and the time series $f = s + \omega$ for one of the realizations of ω . The recovered signal $\hat{s}$ is compared to the original signal s in Fig. 7, *b*. Note that the two time series match quite well, but $\hat{s}$ still have some noise. Fig. 7, *c* shows the comparison of time series for the original ω and estimated $\hat{\omega}$ noise, which match quite good as well.

We emphasize that the decomposition of the time series $f = \hat{s} + \hat{\omega} + O(\varepsilon)$ is obtained straight from grouping appropriate $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ and mapping them to the original space. The proposed method thus allows us to de-noise the original time series. Despite some inspiring empirical observations, further investigations are required to derive sharp estimates for $s - \hat{s}$ and $\omega - \hat{\omega}$.

Signal corrupted by the autoregressive noise. To further test the proposed method, we consider a signal s consisting of the same four cosines, but now it is corrupted by the noise ω , which is generated according to an autoregressive (AR) process of either the first or second order:

$$\omega_k = 0.7\omega(k-1) + \xi(k),$$

$$\text{or} \quad \omega_k = 0.7\omega(k-1) - 0.4\omega(k-2) + \xi(k),$$

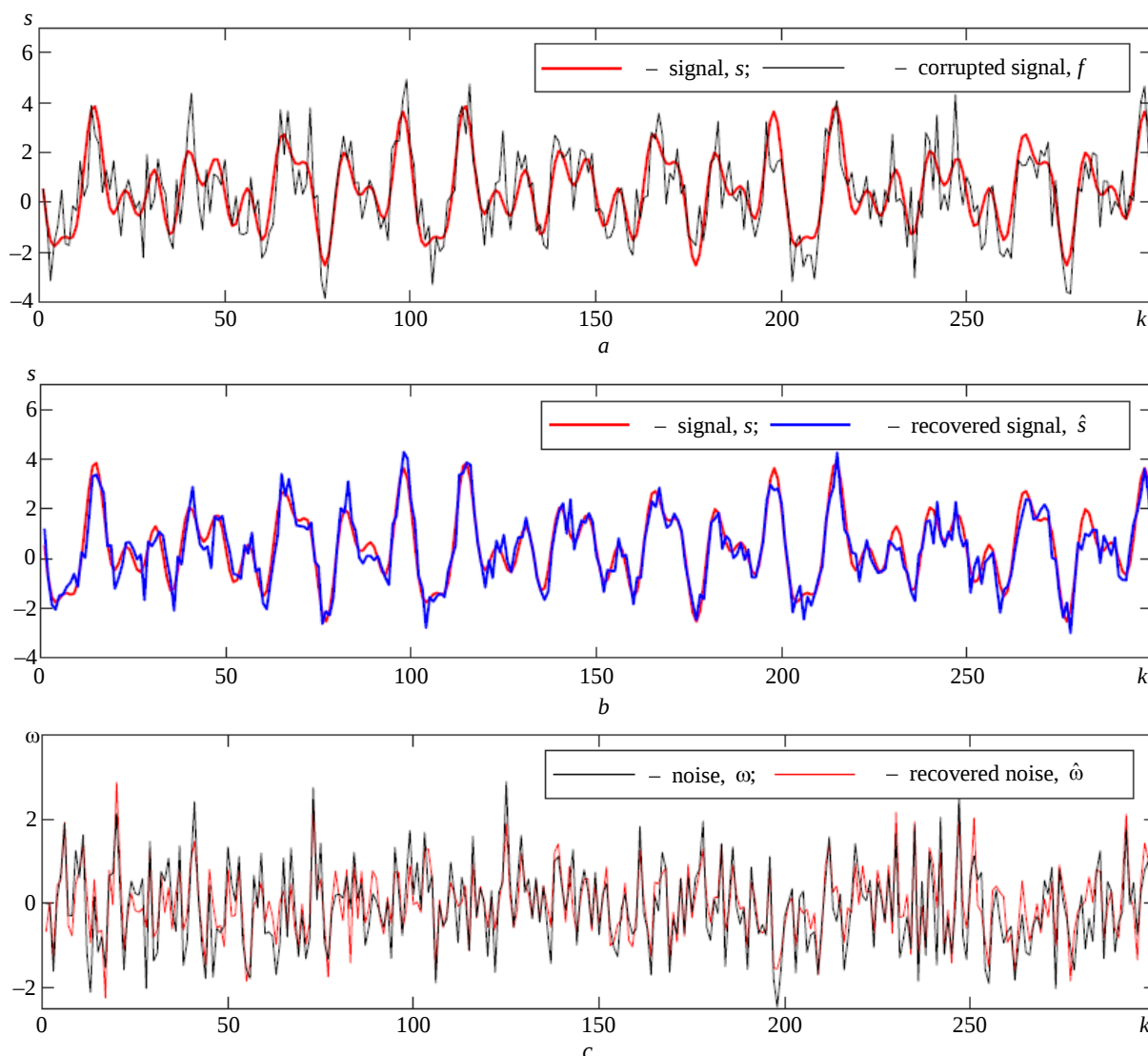


Fig. 7. Recovery of the signal in the case of the white Gaussian noise: *a* – comparison of the original signal s consisting of the four cosines to the corrupted signal $f = s + \omega$, where ω is the white Gaussian noise; *b* – comparison of the original signal s and the recovered one $\hat{s}$; *c* – comparison of the original noise ω and the recovered noise $\hat{\omega}$

where $\xi(k)$ is the white Gaussian noise such that $E(\xi) = 0$ and $\text{var}(\xi) = 1$; the SNR_{dB} for the former and latter models is 0.6 and 1.5 dB, respectively.

Note that for the AR noise, the eigenvalues of Γ_0 do not have a clear jump as shown in Fig. 4 and the number of exponentials for ESPRIT could be estimated between $j = 9$ and $j = 15$ or higher (since each cosine is associated with two exponentials, and thus the number of cosines could be between 4 and 7). After computing the condition number $\text{cond}(\mathbf{X}_1)$ on the grid of $(d, \bar{m})$, we choose $\bar{m} = 3$ and $d = 18$. As before, we consider 100 different realizations of the noise and estimate frequencies by the same three methods. Results of the frequency recovery for the AR1 and AR2 noise models are shown in Fig. 8 and 9,

respectively. Note that AR1 noise model generates a significant number of false estimates for ESPRIT, there is also a comparable number of false estimates for NHSSA, but the latter could be discarded using the pattern recognitions. For the AR2 noise model, NHSSA performs significantly better than ESPRIT(7), but less effective than ESPRIT(4). However, ESPRIT(4) has an advantage by exploiting information regarding the correct number of exponentials in the signal. If the number of exponentials is increased, e. g. as in ESPRIT(7), false estimates occur. For the sake of completion, we list the mean and variance for each recovered frequency in Table.

Separability. In this section, we consider a signal composed of two cosines with close lying frequencies that are hard to detect simultaneously due to the shortness of the time series f , i. e. the sum of

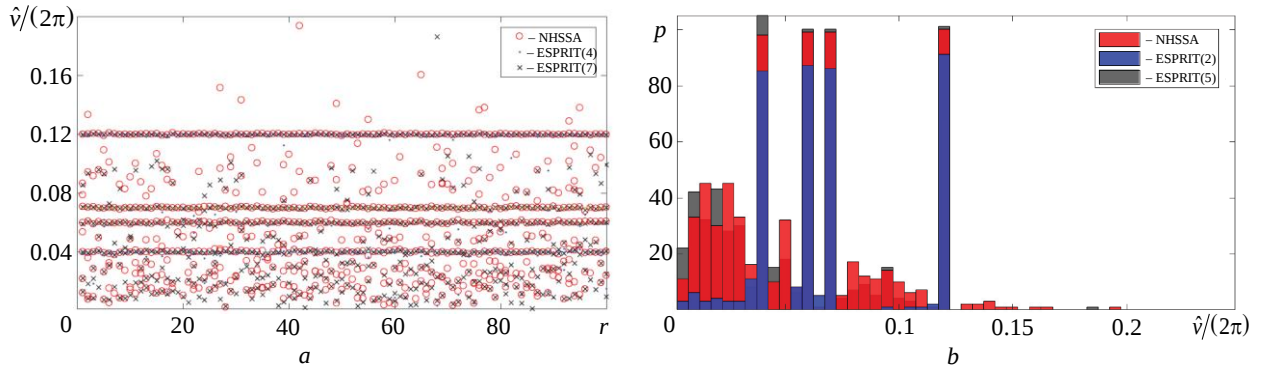


Fig. 8. Recovery of frequencies in the case of the AR1 noise: a – frequencies estimated by NHSSA and ESPRIT for 100 realizations of the autoregressive noise of the first order. The number of cosines in ESPRIT is assumed either to be 4 or 7; b – the probability, p , of occurrence for the estimated frequencies

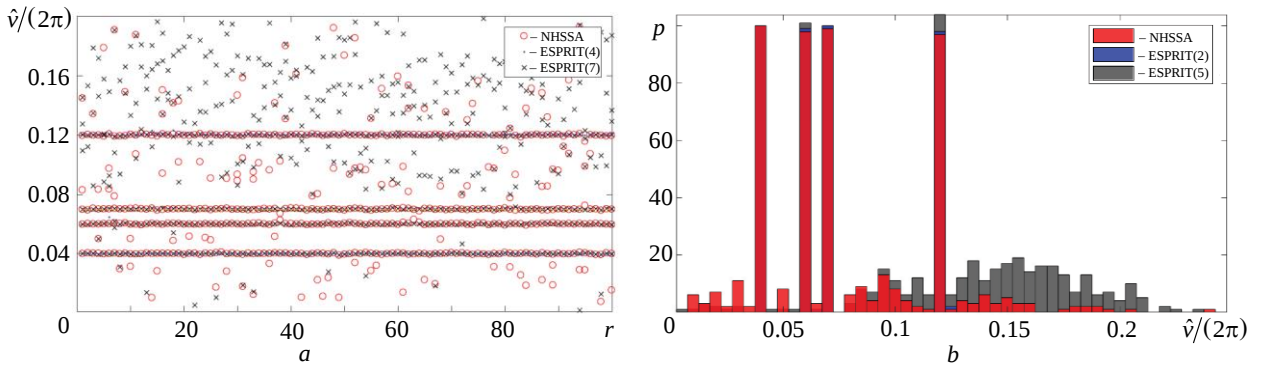


Fig. 9. Recovery of frequencies in the case of the AR2 noise: a – frequencies estimated by NHSSA and ESPRIT for 100 realizations of the autoregressive noise of the second order. The number of cosines in ESPRIT is assumed either to be 4 or 7; b – the probability, p , of occurrence for the estimated frequencies

cosines is sampled at $m=100$ points. Namely, we consider $v_1/(2\pi)=0.01$ and $v_2/(2\pi)=0.015$, $c_k=c_{-k}=0.5$ for $k=1, 2$, and $c_0=-1$; the noise ω is assumed white Gaussian with the zero mean $E(\omega)=0$ and $\text{var}(\omega)=1/16$. The signal s and time series f are shown in Fig. 10, a ; the SNR is 15 dB.

Estimation of the frequencies both by ESPRIT and NHSSA is shown in Fig. 11. Note that ESPRIT(2) with the correct number of cosines fails to estimate both frequencies simultaneously, and rather estimates a single frequency somewhere in the middle between $v_1/(2\pi)$ and $v_2/(2\pi)$. The NHSSA also fails to distinguish both cosines and recovers a single frequency – some sort of averaging of $v_1/(2\pi)$ and $v_2/(2\pi)$ as well. This frequency is related to an eigenvalue pair (the cosine consists of two exponentials) lying close to the unit circle, while other eigenvalues have significantly lower moduli and are related to noise. The phase portrait $\{\left[\Re(Z_{k,j}), \Im(Z_{k,j})\right]\}_{k=0}^l$ of the sequence $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ associated with the pair lying close to the unit circle is a spiral, see Fig. 12, a .

We stress that the original problem of exponential recovery was concerned with finding frequencies $\{v_k : v_k \in R\}$. However, both ESPRIT [43] and NHSSA could be applied to recover damping exponentials with frequencies $\{v_k : v_k \in C_+\}$, where C_+ is the upper complex plane, which discussion is beyond the scope of this manuscript. Therefore, instead of recovering both exponentials with closely lying frequencies, the NHSSA approximated them by a single damping cosine, as could be observed in the mapping of $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ back to the original space, see Fig. 12, d . This information is not revealed by standard ESPRIT, since it only relies on the eigenvalues and discards information carried by the eigenvectors. The noise $\hat{\omega}$ and $\hat{s}$ are both recovered in NHSSA by grouping appropriate eigenvalues and mapping back to the original space, see Fig. 10, b, c . Nevertheless, further investigations are necessary to understand when the recovery of two exponentials sampled on a short interval is feasible.

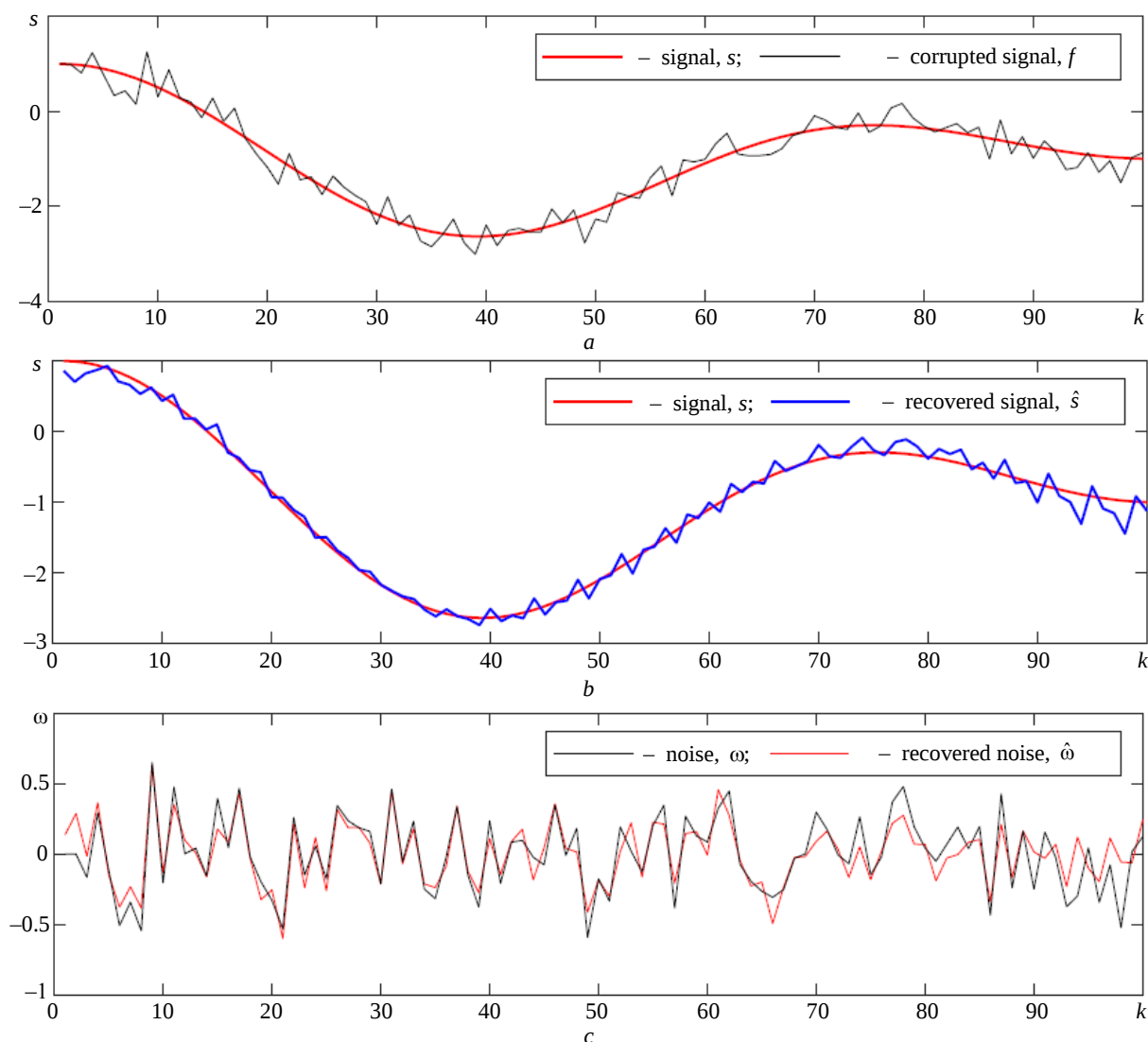


Fig. 10. Recovery of the signal in the case of two cosines with close lying frequencies: *a* – comparison of the original signal s consisting of two cosines with closely lying frequencies to the corrupted signal $f = s + \omega$, where ω is the white Gaussian noise; *b* – comparison of the original signal s and the recovered one $\hat{s}$; *c* – comparison of the original noise ω and the recovered noise $\hat{\omega}$

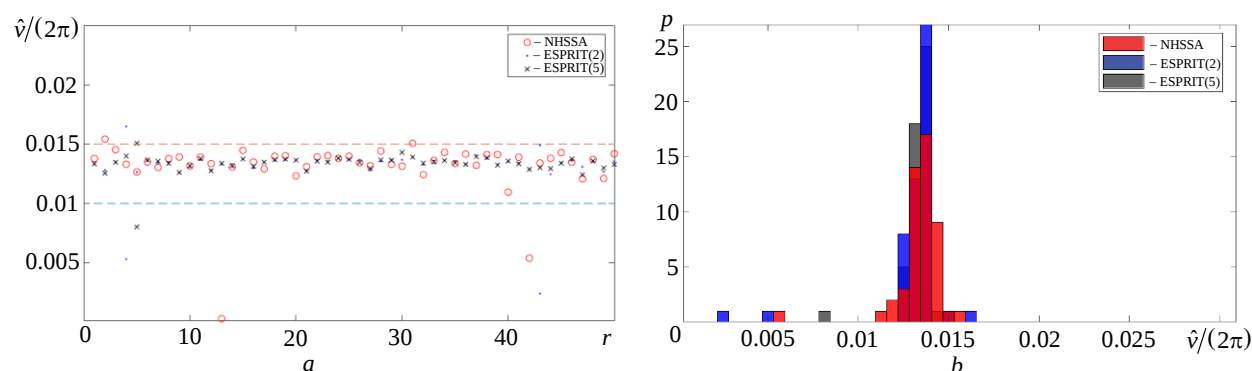


Fig. 11. Recovery of frequencies in the case of two cosines: *a* – frequencies estimated by NHSSA and ESPRIT for 100 realizations of the white Gaussian noise. The number of cosines in ESPRIT is assumed to be either 2 or 5; *b* – the probability, p , of occurrence for the estimated frequencies

Conclusions. We present a new method of estimating exponentials and their frequencies in the time series. The proposed method decomposes the

time series consisting of several exponentials into components by casting the information vectors into a new basis. Each component corresponds either to

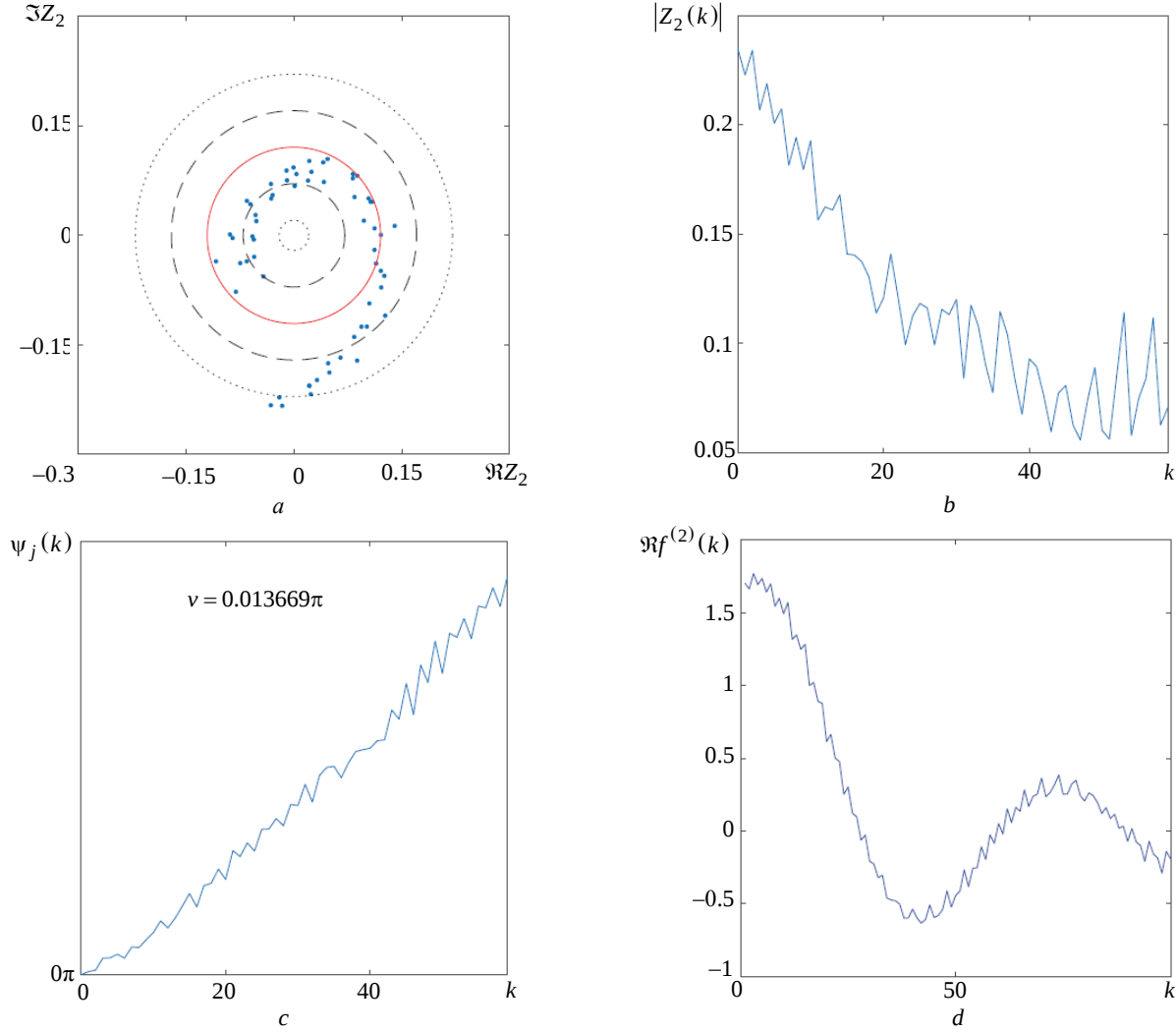


Fig. 12. Typical results for the sequence $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ associated with an average of two exponentials with closely lying frequencies: a – the phase portrait $\left\{ \left[\Re(Z_{k,j}), \Im(Z_{k,j}) \right] \right\}_{k=0}^l$ is a spiral; dashed and dotted lines represent one and two standard deviations from the mean modulus; b – the modulus of $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ is generally decreasing ($k \in [0, l]$); c – the phase $\psi_j(k)$ is a linearly increasing function ($k \in [0, l-1]$); d – mapping of $\{Z_{k,j}\}_{k=0}^l$ back to the original space $f^{(j)}(k)$ is a damping cosine ($k \in [0, m-1]$)

only one of the exponentials or to noise. For the information-carrying component one of many frequency estimation techniques (e. g. ESPRIT, MUSIC, ML, etc.) could be applied to recover a single exponential. The overall accuracy of the proposed method is comparable with that of the widely used ESPRIT method, if the latter is provided with the number of exponentials in the signal. Furthermore, when the model order (number of exponentials) in ESPRIT is overestimated, the proposed method can reduce the number of the false frequency estimates, as shown by numerical examples.

One of the significant benefits of the proposed approach is a way to distinguish false and true frequency estimates using the pattern recognition. The primary automatization of the pattern recognition is completed by discarding noise-related components, associated with the eigenvectors that have a modulus less than a certain threshold λ_c . At the second stage, the phase portrait and phase dynamics for the remaining components could be visually analyzed. Images of associated with the true frequencies have phase portraits resembling unit circles and phase dynamics with zero or a minimal number of phase

wrapping events. Closeness of the phase portrait to the unit circle and mapping of the component back to the original space could provide certain levels of confidence that the component is associated with the exponential or noise. False frequencies associated with the phase portraits that have a random structure. At the same time further research is needed to produce a fully automatic pattern recognition algorithm.

Finally, we note that under certain conditions the proposed method could be generalized to estimate exponentials in the time series where some measurements are missing [44].

A Derivations of main mathematical results.

Proof of (7): Note that the cost function J defined by (6) has the following representation

$$J(\mathbf{A}) = \text{tr} \left(\frac{1}{l} \sum_{k=0}^{l-1} E_k E_k^* \right) = \text{tr} \left[\frac{1}{l} \sum_{k=0}^{l-1} (Y_{k+1} - \mathbf{A} Y_k) (Y_{k+1} - \mathbf{A} Y_k)^* \right].$$

Considering the change of variables $\mathbf{A} = \mathbf{\Gamma}_1 \mathbf{\Gamma}_0^{-1} + \mathbf{U}$, it is easy to see that the term corresponded to the first power of $\mathbf{U}$ vanishes by the definition of $\mathbf{\Gamma}_1$ and $\mathbf{\Gamma}_0$; and the cost function is

$$J(\mathbf{A}) = \frac{1}{l} \text{tr} \left\{ (\mathbf{X}_1 - \mathbf{\Gamma}_1 \mathbf{\Gamma}_0^{-1} \mathbf{X}_0) (\mathbf{X}_1 - \mathbf{\Gamma}_1 \mathbf{\Gamma}_0^{-1} \mathbf{X}_0)^* \right\} + \frac{1}{l} \text{tr} \left\{ \mathbf{U} \mathbf{X}_0 \mathbf{X}_0^* \mathbf{U}^* \right\}.$$

Since the matrix $\mathbf{\Gamma}_0 = \mathbf{W} \mathbf{\Lambda} \mathbf{W}^*$ is non-negative definite, the matrix of its eigenvalues $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_d)$ has only non-negative entries.

Therefore, introducing $\tilde{\mathbf{U}} = \mathbf{U} \mathbf{W}$, we have

$$\begin{aligned} \text{tr}(\mathbf{U} \mathbf{\Gamma}_0 \mathbf{U}^*) &= \text{tr}(\tilde{\mathbf{U}} \tilde{\mathbf{U}}^*) = \\ &= \sum_{i=1}^d \lambda_i \left(\sum_{j=1}^d |\tilde{U}_{ij}|^2 \right) \geq 0, \end{aligned}$$

and hence the unique extremum exists at $\mathbf{U} = 0$, or $\mathbf{A} = \mathbf{\Gamma}_1 \mathbf{\Gamma}_0^{-1}$.

Proof of (9): Let the Jordan decomposition of $\mathbf{\Omega}$ is

$$\hat{\mathbf{V}}^{-1} \hat{\mathbf{\Omega}} = \hat{\mathbf{\Lambda}} \hat{\mathbf{V}}^{-1}, \quad (11)$$

where $\mathbf{V}$ and $\mathbf{\Lambda}$ are matrices consisting the eigenvectors and eigenvalues of $\hat{\mathbf{\Omega}}$, respectively. Then after multiplying (11) by the matrix $\mathbf{V}$ from the left and exploiting the definition (9) of $\mathbf{V}$, we have

$$\hat{\mathbf{V}}^{-1} \hat{\mathbf{\Omega}} \mathbf{V} + \varepsilon \mathbf{R} \mathbf{V}^{-1} \hat{\mathbf{\Omega}} \mathbf{V} = \hat{\mathbf{\Lambda}} + \varepsilon \hat{\mathbf{\Lambda}} \mathbf{R}. \quad (12)$$

Note that since matrices $\mathbf{\Gamma}_0$ and $\mathbf{\Gamma}_1$ are second degree polynomials with respect to ε , the Taylor series expansion of $\mathbf{\Omega} = \mathbf{\Gamma}_1 \mathbf{\Gamma}_0^{-1}$ has all powers of ε :

$$\hat{\mathbf{\Omega}} = \mathbf{\Omega} + \sum_{m=1}^{\infty} \varepsilon^m \mathbf{\Omega}^{(m)},$$

and $\hat{\mathbf{\Omega}}$ is an analytic function of ε . From the theory of Linear Algebra it is known that the eigenvalues $\hat{\mathbf{\Lambda}}$ of $\hat{\mathbf{\Omega}}$ are analytic functions of ε and are given by

$$\hat{\mathbf{\Lambda}} = \mathbf{\Lambda} + \sum_{m=1}^{\infty} \varepsilon^m \mathbf{\Lambda}^{(m)},$$

where $\hat{\mathbf{\Lambda}}$ and $\mathbf{\Lambda}$ are the diagonal matrices containing eigenvalues of $\mathbf{\Omega}$ and $\hat{\mathbf{\Omega}}$ respectively. By the same argument, it is possible to prove that $\hat{\mathbf{V}}$ and hence $\hat{\mathbf{R}}$ are analytic matrices too. Therefore, the representation

$$\mathbf{R}(\varepsilon) = \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon^n \mathbf{R}^{(n+1)}$$

holds. Substituting this formula into (12) and equating the terms in front of the same powers of ε , we derive

$$\mathbf{R}^{(n)} \mathbf{\Lambda} - \mathbf{\Lambda} \mathbf{R}^{(n)} = \mathbf{\Lambda}^{(n)} + \mathbf{G}^{(n)},$$

where

$$\begin{aligned} \mathbf{G}^{(n)} &= -\mathbf{V}^{-1} \mathbf{\Omega}^{(n)} \mathbf{V} + \\ &+ \sum_{k=1}^{n-1} (\mathbf{\Lambda}^{(k)} \mathbf{R}^{(n-k)} - \mathbf{R}^{(k)} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{\Omega}^{(n-k)} \mathbf{V}). \end{aligned}$$

Therefore

$$\mathbf{\Lambda}^{(n)} = -\text{diag}(\mathbf{G}^{(n)}), \quad \mathbf{R}_{ij}^{(n)} = \begin{cases} -\frac{G_{ij}^{(n)}}{\lambda_i - \lambda_j}, & i \neq j \\ 0, & i = j \end{cases}.$$

References

1. Burg J. Maximum Entropy Spectrum Analysis. Proc. 37th annual international meeting of the society of the exploration geophysicists, International Meeting of the Exploration Geophysicists. Modern Spectrum Analysis. Ed. by D. G. Childers. Oklahoma City, Okla. Piscataway, IEEE Press, 1978 (1967), pp. 42–48.
2. Schmidt R. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1986, vol. 34, no. 3, pp. 276–280. doi: 10.1109/TAP.1986.1143830
3. Tufts D., Kumaresan R. Singular Value Decomposition and Improved Frequency Estimation Using Linear Prediction. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1982, vol. 30, iss. 4, pp. 671–675. doi: 10.1109/TASSP.1982.1163927
4. Kay S. Modern Spectral Estimation: Theory and Application. Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1988, 543 p.
5. Roy R., Kailath T. ESPRIT – Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1989, vol. 37, iss. 7, pp. 984–995. doi: 10.1109/29.32276
6. Hua Y., Sarkar T. Matrix Pencil Method for Estimating Parameters of Exponentially Damped/Undamped Sinusoids in Noise. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1990, vol. 38, iss. 5, pp. 814–824. doi: 10.1109/29.56027
7. Kumaresan R. On the Zeros of the Linear Prediction-Error Filter for Deterministic Signals. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1983, vol. 31, iss. 1, pp. 217–220. doi: 10.1109/TASSP.1983.1164021
8. Van Der Veen A., Deprettere E., Swindlehurst A. Subspace Based Signal Analysis Using Singular Value Decomposition. Proc. of the IEEE. 1993, vol. 81, iss. 9, pp. 1277–1308. doi: 10.1109/5.237536
9. Golub G. H., Loan C. F. V. Matrix Computations. 4th ed. Baltimore, Maryland, The John Hopkins University Press, 2013, 784 p.
10. Buhren M., Pesavento M., Bohme J. A New Approach to Array Interpolation by Generation of Artificial Shift Invariances: interpolated ESPRIT. Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech and Signal Processing (ICASSP). 2003, vol. 5. doi: 10.1109/ICASSP.2003.1199904
11. Marchi S. D. On Computing the Factors of Generalized Vandermonde Determinants. Recent Advances in Applied and Theoretical Mathematics. 2000, pp. 140–144.
12. Heineman E. R. Generalized Vandermonde Determinants. Transactions of the American Mathematical Society. 1929, vol. 31, no. 3, pp. 464–476.
13. Akaike H. A New Look at the Statistical Model Identification. IEEE Transactions on Automatic Control. 1974, vol. 19, iss. 6, pp. 716–723. doi: 10.1109/TAC.1974.1100705
14. Schwartz G. Estimating the dimension of a model. Annals of Statistics. 1978, vol. 6, no. 2, pp. 461–464.
15. Rissanen J. Modeling by Shortest Data Description. Automatica. 1978, vol. 14, pp. 465–471.
16. Wax M., Kailath T. Detection of Signals by Information Theoretic Criteria. IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing. 1985, vol. ASSP-33, no. 2, pp. 387–392. doi: 10.1109/TASSP.1985.1164557
17. Zhao L. C., Krishnaiah P. R., Bai Z. D. On Detection of the Number of Signals in Presence of White Noise. J. of Multivariate Analysis. 1986, vol. 20, iss. 1, pp. 1–25. doi: 10.1016/0047-259X(86)90017-5
18. Fuchs J. Estimating the Number of Sinusoids in Additive White Noise. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1998, vol. 36, iss. 12, pp. 1846–1853. doi: 10.1109/29.9029
19. Badeau R., David B., Richard G. Selecting the Modeling Order for the ESPRIT High Resolution Method: an Alternative Approach. Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech and Signal Processing (ICASSP). Montreal, Canada, 17–21 May 2004. Piscataway, IEEE, 2004, vol. II, pp. 1025–1028. doi: 10.1109/ICASSP.2004.1326435
20. Kumaresan R., Tufts D. Estimating the Parameters of Exponentially Damped Sinusoids and Pole-Zero Modeling in Noise. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1982, vol. 30, iss. 6, pp. 833–840. doi: 10.1109/TASSP.1982.1163974
21. Tretter S. Estimating the Frequency of a Noisy Sinusoid by Linear Regression. IEEE Transactions on Information Theory. 1985, vol. 31, iss. 6, pp. 832–835. doi: 10.1109/TIT.1985.1057115
22. Stoica P., Moses R. L., Friedlander B., Soderstrom T. Maximum likelihood estimation of the parameters of multiple sinusoids from noisy measurements. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1989, vol. 37, iss. 3, pp. 378–392. doi: 10.1109/29.21705
23. Kay S. A Fast and Accurate Single Frequency Estimator. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1989, vol. 37, iss. 12, pp. 1987–1990. doi: 10.1109/29.45547
24. Stoica P., Moses R. Spectral Analysis of Signals. Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 2005, 452 p.
25. Cedervall M., Stoica P., Moses R. Mode-Type Algorithm for Estimating Damped, Undamped, or Explosive Modes. Circuits, Systems and Signal Processing. 1997, vol. 16, iss. 3, pp. 349–362. doi: 10.1109/ACSSC.1995.540870
26. So H., Chan K., Chan Y., Ho K. Linear Prediction Approach for Efficient Frequency Estimation of Multiple Real Sinusoids: Algorithms and Analyses. IEEE Transactions on Signal Processing. 2005, vol. 53, iss. 7, pp. 2290–2305. doi: 10.1109/TSP.2005.849154
27. Qian F., Leung S., Zhu Y., Wong W., Pao D., Lau W. Damped Sinusoidal Signals Parameter Estimation in Frequency Domain. Signal Processing. 2012, vol. 92, iss. 2, pp. 381–391. doi: 10.1016/j.sigpro.2011.08.003
28. Li T.-H. Time Series with Mixed Spectra. CRC Press, 2014, 680 pp.

29. Zhao S., Loparo K. Forward and Backward Extended Prony Method for Complex Exponential Signals with/without Additive Noise. *Digital Signal Processing*. 2019, vol. 86, pp. 42–54. doi: 10.1016/j.dsp.2018.12.012
30. Stewart G. W. Perturbation Theory for the Singular Value Decomposition. SVD and Signal Processing, II: Algorithms, Analysis and Applications. 1991, pp. 99–109.
31. Li F., Vaccaro R. J. Performance Degradation of DOA Estimators Due to Unknown Noise Fields. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 1992, vol. 40, iss. 3, pp. 686–690. doi: 10.1109/78.120813
32. Broomhead D. S., King G. P. Extracting Qualitative Dynamics from Experimental Data. *Physica D*. 1986, vol. 20, iss. 2–3, pp. 217–236. doi: 10.1016/0167-2789(86)90031-X
33. Vautard R., Ghil M. Singular-Spectrum Analysis in Nonlinear Dynamics, with Applications to Paleoclimatic Time Series. *Physica D*. 1989, vol. 35, iss. 3, pp. 395–424. doi: 10.1016/0167-2789(89)90077-8
34. Ghil M., Vautard R. Interdecadal Oscillations and the Warming Trend in Global Temperature Time Series. *Nature*. 1991, vol. 350, pp. 324–327.
35. Allen M., Read P., Smith L. Temperature Time Series. *Nature*. 1992, vol. 355, p. 686.
36. Allen M., Read P., Smith L. Temperature Oscillations. *Nature*. 1992, vol. 359, p. 679.
37. Yiou P., Sornette D., Ghil M. Data-Adaptive Wavelets and Multi-Scale SSA. *Physica D*. 2000, vol. 142, pp. 254–290. doi: 10.1016/S0167-2789(00)00045-2
38. Varadi F., Pap J. M., Ulrich R. K., Bertello L., Henney C. J. Searching for Signal in Noise by Random-Lag Singular Spectrum Analysis. *The Astronomical J*. 1999, vol. 526, pp. 1052–1061.
39. Golyandina N., Shlemov A. Variations of Singular Spectrum Analysis for Separability Improvement: Non-orthogonal Decompositions of Time Series. *Statistical Interface*. 2014, vol. 8, iss. 3, pp. 277–294. doi: 10.4310/SII.2015.v8.n3.a3
40. Goljandina N., Nekrutkin V., Zhigljavsky A. Analysis of Time Series Structure: SSA and related techniques. London, Chapman and Hall, 2001, 320 p.
41. Fowler M. Phase-Based Frequency Estimation: A Review. *Digital Signal Processing*. 2002, vol. 12, iss. 4, pp. 590–615. doi: 10.1006/dspr.2001.0415
42. Golub G., Milanfar P., Varah J. A Stable Numerical Method for Inverting Shape from Moments. *SIAM Journal on Scientific Computing*. 1999, vol. 21, iss. 4, pp. 1222–1243. doi: 10.1137/s1064827597328315
43. Kundu D., Mitra A. Estimating the Parameters of Exponentially Damped/Undamped Sinusoids in Noise: A Non-Iterative Approach. *Signal Processing*. 1995, vol. 46, iss. 3, pp. 363–368. doi: 10.1016/0165-1684(95)00094-6
44. Avdonin S., Bulanov A., Nicolsky D. Boundary Control Approach to the Spectral Estimation Problem. The Case of Simple Poles. *Sampling Theory in Signal and Image Processing*. 2009, vol. 8, iss. 3, pp. 225–248.

Information about the authors

Dmitry J. Nicolsky, Interdisciplinary Ph.D. from the University of Alaska Fairbanks (2007), a Research Assistant Professor (2013). The author of more than 40 scientific publications. Area of expertise: understanding of coupled ground-atmosphere-ocean processes in the Arctic and numerical solution of partial differential equations. Address: Geophysical Institute, University of Alaska Fairbanks, Fairbanks, PO Box 757320, Fairbanks, AK 99775, USA
E-mail: djnicolsky@alaska.edu
<https://orcid.org/0000-0001-9866-1285>

Gennadiy S. Tipenko, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (1985), Associate Professor (1994), Leading Researcher in the Institute of Environmental Geoscience Russian Academy of Sciences. The author of more than 40 scientific publications. Area of expertise: spectral theory of differential operators; numerical modeling in geocryology problems. Address: Institute of Environmental Geoscience Russian Academy of Sciences, 13 Ulansky Pereulok, PO Box 145, Moscow 101000, Russia
E-mail: gstipenko@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0003-1137-5695>

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

УДК 621.396:681.323

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-3-25-31>

Влияние рассогласования параметров квадратурных каналов на работу адаптивной системы селекции движущихся целей

С. И. Зиатдинов✉

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

✉ kaf53@guar.ru

Аннотация

Введение. Рассмотрена работа адаптивной системы селекции движущихся целей, представленной однократным череспериодным вычитающим устройством. Система селекции движущихся целей выполнена в виде двух квадратурных каналов, в которых высокочастотные входные радиосигналы преобразуются на видеочастоту.

Цель работы. Исследование работы системы селекции движущихся целей в условиях амплитудных и фазовых рассогласований квадратурных каналов.

Материалы и методы. Использован метод комплексной переменной, при котором входной и выходной сигналы адаптивной системы селекции движущихся целей представляются в виде пары комплексносопряженных составляющих.

Результаты. Получено выражение для частотной передаточной функции адаптивной системы подавления пассивных помех с перестраиваемой зоной режекции относительно средней частоты спектра помеховых сигналов. Исследовано влияние практически неизбежных амплитудных и фазовых рассогласований характеристик квадратурных каналов. Получены выражения для дисперсии выходных помеховых сигналов рассмотренной системы селекции движущихся целей при амплитудном и фазовом рассогласовании квадратурных каналов. Представлены аналитические соотношения для коэффициентов подавления пассивных помех. Рассчитаны и построены зависимости коэффициентов подавления помеховых сигналов в зависимости от величины отклонения коэффициентов передачи квадратурных каналов и фазового рассогласования опорных напряжений для различных значений средней частоты спектра пассивных помех.

Заключение. Показана существенная зависимость коэффициента подавления помеховых сигналов от их средней частоты, а также амплитудных и фазовых рассогласований квадратурных каналов. Предложенная методика исследований позволяет оценить влияние рассогласования квадратурных каналов на работу системы селекции движущихся целей, использующей режекторные фильтры высоких порядков.

Ключевые слова: адаптивная система, ошибки настройки, пассивная помеха, коэффициент подавления

Для цитирования: Зиатдинов С. И. Влияние рассогласования параметров квадратурных каналов на работу адаптивной системы селекции движущихся целей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 3. С. 25–31. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-25-31

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 13.02.2020; принята к публикации после рецензирования 23.04.2020; опубликована онлайн 29.06.2020



Influence of Mismatch of Parameters of Quadrature Channels on the Work of the Adaptive Selection System for Moving Targets

Sergey I. Ziatdinov✉

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

✉ kaf53@guap.ru

Abstract

Introduction. The paper considers the operation of an adaptive selection system for moving targets, represented by a one-time multi-period subtractor. The system of selection of moving targets is made in the form of two quadrature channels, in which high-frequency input radio signals are converted to video frequency. Goal. Investigation of the system of selection of moving targets in the conditions of amplitude and phase misalignment of quadrature channels.

Aim. The study of the operation of the moving targets selection system in the conditions of amplitude and phase mismatches of quadrature channels.

Materials and methods. The method of complex variable is used, in which the input and output signals of the adaptive selection system for moving targets are represented as a pair of complex-conjugate components.

Results. An expression is obtained for the frequency transfer function of an adaptive passive noise suppression system with a variable cut-off zone relative to the average frequency of the spectrum of interference signals. The influence of almost unavoidable amplitude and phase mismatches in the characteristics of quadrature channels is studied. Expressions are obtained for the dispersion of output noise signals of the considered system of moving targets with amplitude and phase misalignment of quadrature channels. Analytical relations for the coefficients of passive interference suppression are presented. The dependences of the jamming signal suppression coefficients were calculated and constructed depending on the deviation of the transmission coefficients of quadrature channels and the phase misalignment of the reference voltages for different values of the average frequency of the passive noise spectrum.

Conclusion. The essential dependence of the jamming signal suppression coefficient on their average frequency, as well as amplitude and phase misalignments of quadrature channels is shown. The proposed research method allows us to evaluate the effect of misalignment of quadrature channels on the operation of a moving target selection system using high-order cutting filters.

Keywords: adaptive system, tuning errors, passive interference, suppression coefficient

For citation: Ziatdinov S. I. Influence of Mismatch of Parameters of Quadrature Channels on the Work of the Adaptive Selection System for Moving Targets. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 3, pp. 25–31. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-25–31

Conflict of interest. Author declares no conflict of interest.

Submitted 13.02.2020; accepted 23.04.2020; published online 29.06.2020

Введение. При разработке защищенных от пассивных помех систем обнаружения и измерения параметров сигналов, систем автоматического сопровождения по дальности, угловым координатам и скорости используются системы селекции движущихся целей (СДЦ) [1]. Системы СДЦ в большинстве практических случаев строятся по когерентному принципу в виде двух квадратурных каналов со сдвинутыми по фазе на 90° опорными напряжениями [2–4]. Для подавления пассивных помех от движущихся объектов, например таких,

как сигналы от метеообразований, или, в случае установки когерентной радиолокационной станции на борту носителя, для подавления отражений от подстилающей поверхности используются адаптивные системы СДЦ. Их частотные характеристики изменяются в зависимости от частоты пассивных помех [4–7].

Постановка задачи. Существующий анализ работы когерентных адаптивных систем СДЦ базируется на использовании идентичных квадратурных каналов, в которых высокочастотные сиг-

налы переносятся на видеочастоту. На практике реализовать абсолютно одинаковые квадратурные каналы когерентной адаптивной системы СДЦ не представляется возможным. Квадратурные каналы могут иметь различные коэффициенты передачи, а используемые для переноса принимаемых высокочастотных сигналов с радиочастоты на видеочастоту опорные напряжения могут иметь фазовый сдвиг, отличный от 90° . Иными словами, в реальных системах СДЦ присутствуют амплитудные и фазовые рассогласования квадратурных каналов, что неизбежно приводит к снижению коэффициента подавления пассивных помех. Исследованию влияния рассогласования параметров квадратурных каналов когерентной адаптивной системы СДЦ на коэффициент подавления пассивных помех посвящена настоящая статья.

Частотная характеристика когерентной адаптивной системы СДЦ. На рис. 1 приведена структурная схема адаптивной когерентной системы СДЦ в виде однократного череспериодного вычитающего устройства [8–10], где $z_{\text{вх}}(t)$, $z_{\text{вых}}(t)$ – комплексные входной и выходной сигналы соответственно; ЛЗ – линия задержки на время T ; ω_0 – центральная частота зоны режекции комплексного фильтра системы СДЦ. В импульсных системах период устанавливается равным T .

В рассматриваемой системе с помощью комплексного множителя $e^{j\omega_0 T}$ осуществляется дополнительный поворот фазы задержанного комплексного входного сигнала на величину $\omega_0 T$. Частотная характеристика рассматриваемой системы СДЦ определяется соотношением

$$W(j\omega) = 1 - e^{-j(\omega - \omega_0)T} = 1 - \cos[(\omega - \omega_0)T] + j \sin[(\omega - \omega_0)T]. \quad (1)$$

Ее амплитудно-частотная характеристика имеет вид

$$W(\omega) = \sqrt{\{1 - \cos[(\omega - \omega_0)T]\}^2 + \{\sin[(\omega - \omega_0)T]\}^2}.$$

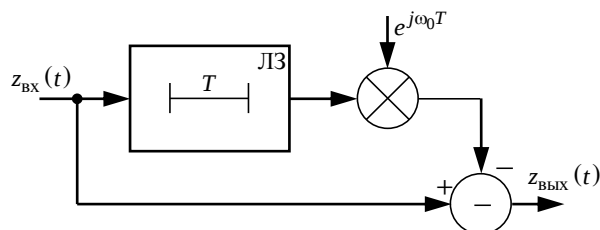


Рис. 1. Адаптивная система СДЦ

Fig. 1. Adaptive system of the selection of the moving target

В результате преобразований (1) получим:

$$W(\omega) = 2 \left| \sin \left(\frac{\omega - \omega_0}{2} T \right) \right|. \quad (2)$$

Из (2) следует, что, изменяя частоту ω_0 , можно смещать зону режекции системы СДЦ по частоте, совмещая ее со спектром пассивной помехи.

Влияние отклонения коэффициентов передачи квадратурных каналов на коэффициент подавления пассивных помех. Для рассматриваемой модели выходные комплексно-сопряженные помеховые сигналы квадратурных каналов запишем в виде [11, 12]

$$u_x(t) = U(t) \cos[\omega_{\text{п}} t + \varphi_0(t)] = U(t) \cos \varphi(t);$$

$$u_y(t) = kU(t) \sin[\omega_{\text{п}} t + \varphi_0(t)] = kU(t) \sin \varphi(t),$$

где $U(t)$, $\varphi_0(t)$ – флуктуирующие амплитуда и начальная фаза квадратурных помеховых сигналов; $\omega_{\text{п}}$ – средняя частота; $\varphi(t) = \omega_{\text{п}} t + \varphi_0(t)$; $k = 1 + \Delta k$ (Δk – амплитудное рассогласование каналов).

Найдем корреляционную функцию комплексного сигнала $z(t) = u_x(t) + ju_y(t)$ [12]:

$$B_z(\tau) = \overline{z(t) z^*(t - \tau)}. \quad (3)$$

Здесь

$$\begin{aligned} z(t) &= U(t) \cos \varphi(t) + jkU(t) \sin \varphi(t); \\ z^*(t - \tau) &= \\ &= [U(t - \tau) \cos \varphi(t - \tau) - jkU(t - \tau) \sin \varphi(t - \tau)], \end{aligned}$$

где символ "*" означает комплексную сопряженность, черта сверху – статистическое усреднение.

После подстановки в (3) величины $k = 1 + \Delta k$ и проведения громоздких преобразований получим:

$$B_z(\tau) = 2\Delta k^2 B_{\text{вещ}}(\tau) + 2(1 + \Delta k) B_{\text{ком}}(\tau), \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} B_{\text{вещ}}(\tau) &= \overline{U(t)U(t - \tau) \cos \varphi(t) \cos \varphi(t - \tau)} = \\ &= \overline{U(t)U(t - \tau) \sin \varphi(t) \sin \varphi(t - \tau)} = \\ &= \sigma^2 r(\tau) \cos(\omega_{\text{п}} \tau); \end{aligned} \quad (5)$$

$$B_{\text{ком}}(\tau) = \sigma^2 r(\tau) [\cos(\omega_{\text{п}} \tau) + j \sin(\omega_{\text{п}} \tau)] \quad (6)$$

– корреляционные функции помехового сигнала, где σ^2 , $r(\tau)$ – дисперсия и огибающая коэффициента корреляции помехового сигнала соответственно.

С учетом (1) комплексный выходной сигнал рассматриваемой системы СДЦ можно записать следующим образом:

$$z_{\text{ВЫХ}}(t) = z_{\text{ВХ}}(t) - z_{\text{ВХ}}(t-T)e^{j\omega_0 T}.$$

Тогда корреляционная функция сигнала на выходе системы СДЦ будет равна

$$B_{\text{ВЫХ}}(\tau) = \overline{z_{\text{ВЫХ}}(t) z_{\text{ВЫХ}}^*(t-\tau-T)}, \quad (7)$$

где

$$z_{\text{ВЫХ}}(t) = z_{\text{ВХ}}(t) - z_{\text{ВХ}}(t-T)e^{j\omega_0 T};$$

$$z_{\text{ВЫХ}}^*(t-\tau-T) = z_{\text{ВХ}}^*(t-\tau) - z_{\text{ВХ}}^*(t-\tau-T)e^{-j\omega_0 T}.$$

После несложных преобразований (7) принимает вид

$$B_{\text{ВЫХ}}(\tau) = 2B_z(\tau) - B_z(\tau-T)e^{j\omega_0 T} - B_z(T+\tau)e^{-j\omega_0 T}. \quad (8)$$

Положив в (8) $\tau = 0$, найдем дисперсию выходного сигнала системы СДЦ:

$$\sigma_{\text{ВЫХ}}^2 = 2B_z(0) - B_z(-T)e^{j\omega_0 T} - B_z(T)e^{-j\omega_0 T}. \quad (9)$$

Подставив (4) в (9), с учетом (5), (6) после громоздких выкладок получим:

$$\sigma_{\text{ВЫХ}}^2 = 4\sigma^2 \left(\Delta k^2 \{1 - 0.5r(T) \times \right.$$

$$\times [\cos(\omega_{\text{П}} + \omega_0)T + \cos(\omega_{\text{П}} - \omega_0)T] \} +$$

$$\left. + (1 + \Delta k)[1 - r(T)\cos(\omega_{\text{П}} - \omega_0)T] \right).$$

Из полученного выражения следует, что появление амплитудного рассогласования квадратурных каналов приводит к уменьшению подавления пассивной помехи. Коэффициент подавления пассивной помехи определим следующим образом:

$$K_{\text{ПОД}} = \frac{4\sigma^2}{\sigma_{\text{ВЫХ}}^2} = \left(\Delta k^2 \{1 - 0.5r(T) \times \right.$$

$$\times [\cos(\omega_{\text{П}} + \omega_0)T + \cos(\omega_{\text{П}} - \omega_0)T] \} +$$

$$\left. + (1 + \Delta k)[1 - r(T)\cos(\omega_{\text{П}} - \omega_0)T] \right)^{-1}.$$

Для конкретизации результатов воспользуемся гауссовой моделью корреляционной функции пассивной помехи [13–15]:

$$B_{\text{ВХ}}(\tau) = \sigma^2 e^{-0.5\Delta\omega_{\text{П}}^2 \tau^2} \cos(\omega_{\text{П}} \tau),$$

где $\Delta\omega_{\text{П}}$ – ширина спектра помехового сигнала.

На рис. 2 представлены зависимости коэффициента подавления пассивной помехи от величины амплитудного рассогласования квадратурных каналов (Δk) адаптивной системы СДЦ для различных значений средней частоты спектра пассивной помехи ($f_{\text{П}}$). При расчетах полагалось, что зона режекции системы СДЦ точно настроена на среднюю частоту спектра пассивной помехи $\omega_0 = \omega_{\text{П}}$; ширина спектра пассивной помехи $\Delta f_{\text{П}} = \Delta\omega_{\text{П}}/(2\pi) = 2$ Гц; период появления помехи $T = 1/F_{\text{П}}$, а частота ее появления $F_{\text{П}} = 1200$ Гц.

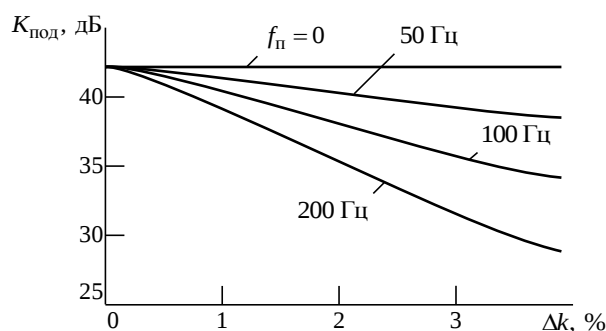


Рис. 2. Подавление пассивной помехи при амплитудном рассогласовании квадратурных каналов

Fig. 2. Suppression of passive interference with amplitude mismatch of quadrature channels

Полученные результаты свидетельствуют о значительном влиянии амплитудного рассогласования квадратурных каналов на коэффициент подавления помехового сигнала.

Влияние фазового рассогласования опорных напряжений квадратурных каналов на коэффициент подавления пассивных помех. Аналогично ранее рассмотренному случаю запишем выражения для комплексно-сопряженных составляющих помехового сигнала на выходе квадратурных каналов при фазовом рассогласовании $\Delta\varphi$ их опорных напряжений:

$$u_x(t) = U(t) \cos[\omega_{\text{П}} t + \varphi_0(t)] = U(t) \cos \varphi(t); \quad (10)$$

$$u_y(t) = U(t) \sin[\omega_{\text{П}} t + \varphi_0(t) + \Delta\varphi] = U(t) \sin[\varphi(t) + \Delta\varphi]. \quad (11)$$

Воспользуемся тригонометрическим соотношением $\sin(\alpha + \beta) = \sin \alpha \cos \beta + \cos \alpha \sin \beta$. Тогда выражения (10), (11) приводятся к виду

$$u_x(t) = U(t) \cos \varphi(t); \quad (12)$$

$$u_y(t) = U(t) [\sin \varphi(t) \cos \Delta\varphi + \cos \varphi(t) \sin \Delta\varphi]. \quad (13)$$

На практике фазовое рассогласование не превышает единиц градусов. В этих условиях прием допущения $\cos \Delta\varphi \approx 1$; $\sin \Delta\varphi \approx \Delta\varphi$. С учетом данных соотношений выражения (12) и (13) принимают вид

$$u_x(t) = U(t) \cos \varphi(t);$$

$$u_y(t) = U(t) [\sin \varphi(t) + \Delta\varphi \cos \varphi(t)].$$

Найдем корреляционную функцию комплексного сигнала $z(t) = u_x(t) + ju_y(t)$:

$$B_z(\tau) = \overline{z(t) z^*(t - \tau)}, \quad (14)$$

где

$$z(t) = U(t) \cos \varphi(t) + jU(t) [\sin \varphi(t) + \Delta\varphi \cos \varphi(t)];$$

$$z^*(t - \tau) = U(t - \tau) \cos \varphi(t - \tau) - jU(t - \tau) [\sin \varphi(t - \tau) + \Delta\varphi \cos \varphi(t - \tau)].$$

Соотношение (14) после громоздких преобразований в сжатой форме можно записать в виде

$$B_z(\tau) = \Delta\varphi^2 B_{\text{вещ}}(\tau) + 2B_{\text{ком}}(\tau), \quad (15)$$

где, как и ранее, $B_{\text{вещ}}(\tau)$ и $B_{\text{ком}}(\tau)$ определяются (5) и (6) соответственно.

Используя (5), (6), (9), (15), после необходимых преобразований получим соотношение для дисперсии выходного помехового сигнала системы СДЦ:

$$\sigma_{\text{вых}}^2 = 2B_z(0) - B_z(-T)e^{j\omega_0 T} - B_z(T)e^{-j\omega_0 T} =$$

$$= 2\Delta\varphi^2 \sigma^2 \times$$

$$\times \{1 - 0.5r(T) [\cos(\omega_{\text{п}} + \omega_0)T + \cos(\omega_{\text{п}} - \omega_0)T]\} +$$

$$+ 4\sigma^2 [1 - r(T) \cos(\omega_{\text{п}} - \omega_0)T].$$

В итоге коэффициент подавления пассивной помехи составит

$$K_{\text{под}} = \frac{4\sigma^2}{\sigma_{\text{вых}}^2} = (0.5\Delta\varphi^2 \sigma^2 \{1 - 0.5r(T) \times$$

$$\times [\cos(\omega_{\text{п}} + \omega_0)T + \cos(\omega_{\text{п}} - \omega_0)T]\} -$$

$$- \sigma^2 [1 - r(T) \cos(\omega_{\text{п}} - \omega_0)T])^{-1}.$$

На рис. 3 представлены зависимости коэффициента подавления пассивной помехи от величины фазового рассогласования квадратурных каналов ($\Delta\varphi$) рассматриваемой адаптивной системы

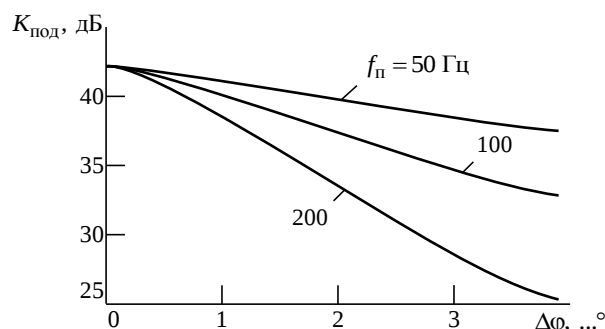


Рис. 3. Подавление пассивной помехи при фазовом рассогласовании квадратурных каналов

Fig. 3. Suppression of passive interference with phase mismatch of quadrature channels

СДЦ для различных значений средней частоты спектра пассивной помехи. Расчеты проведены при тех же условиях, которые использованы при построении рис. 2.

Обсуждение результатов. Амплитудное и фазовое рассогласования квадратурных каналов адаптивной СДЦ оказывают существенное влияние на коэффициент подавления пассивной помехи. В случае отклонения коэффициентов передачи (Δk) на 1 % и изменении средней частоты пассивной помехи в пределах 0...200 ГГц коэффициент подавления пассивной помехи уменьшается с 42 до 37 дБ. При $\Delta k = 4$ % коэффициент подавления падает с 42 до 29 дБ.

Фазовое рассогласование опорных напряжений ($\Delta\varphi$) на 1° и изменение средней частоты пассивной помехи в пределах 0...200 ГГц приводят к уменьшению коэффициента подавления пассивной помехи с 42 до 37 дБ. При $\Delta\varphi = 4^\circ$ коэффициент подавления падает с 42 до 25 дБ.

Заключение. К качеству настройки квадратурных каналов адаптивной системы СДЦ предъявляются жесткие требования. Наличие амплитудных и фазовых отклонений характеристик квадратурных каналов приводит к достаточно существенному уменьшению коэффициента подавления пассивных помех. Так, при отличии коэффициентов передачи квадратурных каналов на 4 % изменение средней частоты пассивной помехи с 0 до 200 ГГц приводит к уменьшению коэффициента подавления на 13 дБ. При фазовом отклонении опорных напряжений на 4° коэффициент подавления пассивной помехи уменьшается на 17 дБ.

Представленные в настоящей статье материалы могут служить рекомендациями по настройке квадратурных каналов адаптивной системы СДЦ.

Список литературы

1. Фельдман Ю. И., Гидаспов Ю. Б., Гомзин В. Н. Сопровождение движущихся целей. М.: Сов. радио, 1978. 287 с.
2. Бакулев П. А., Стенин В. М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.
3. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
4. Попов Д. И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30–33.
5. Малинкин В. Б. Адаптивные фильтры в телекоммуникационных системах. Новосибирск: Изд-во СибГУТИ, 2005. 223 с.
6. Котоусов А. С., Морозов А. К. Оптимальная фильтрация и компенсация помех. М.: Горячая линия–Телеком, 2008. 166 с.
7. Методы улучшения различимости объектов при наличии гидрометеоров / А. В. Кокошкин, В. А. Коротков, К. В. Коротков, Е. П. Новичихин // Журн. радиоэлектроники [электрон. журн.]. 2015. № 10. С. 1–14.
8. Попов Д. И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32–37.
9. Попов Д. И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30–33.
10. Зиятдинов С. И., Соколова Ю. В. Синтез комплексных дискретных фильтров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 12–19.
11. Зиятдинов С. И., Соколова Ю. В. Синтез комплексных дискретных фильтров на основе переходных характеристик // Изв. вузов. Приборостроение. 2017. Т. 60, № 7. С. 641–647. doi: 10.17586/0021-3454-2017-60-7-641-646
12. Зиятдинов С. И., Осипов Л. А., Соколова Ю. В. Синтез комплексных дискретных фильтров методом инвариантных дифференциальных уравнений // Изв. вузов. Приборостроение. 2018. Т. 61, № 4. С. 317–322. doi: 10.17586/0021-3454-2018-61-4-317-322
13. Микропроцессорные системы автоматического управления / В. А. Бесекерский, Н. Б. Ефимов, С. И. Зиятдинов, В. В. Изранцев, А. В. Небылов, Н. Г. Соколов, Е. А. Фабрикант; под общ. ред. В. А. Бесекерского. Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1988. 365 с.
14. Попов Д. И. Оценивание параметров пассивных помех // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2013. Т. 56, № 4. С. 39–47.
15. Попов Д. И. Оценивание корреляционных параметров пассивных помех // Радиопромышленность. 2017. Т. 27, № 1. С. 57–62. doi: 10.21778/2413-9599-2017-1-57-62

Информация об авторе

Зиятдинов Сергей Ильич – доктор технических наук (2005), профессор (2008) кафедры информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов в радиотехнических системах.

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

E-mail: kaf53@guap.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8109-5456>

References

1. Fel'dman Yu. I., Gidasov Yu. B., Gomzin V. N. *Soprovozhdenie dvizhushchikhsya tselei* [Tracking Moving Targets]. Moscow, *Sov. radio*, 1978, 287 p. (In Russ.)
2. Bakulev P. A., Stenin V. M. *Metody i ustroystva seleksii dvizhushchikhsya tselei* [Methods and Devices for Moving Targets Selection]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1986, 288 p. (In Russ.)
3. Shirman Ya. D., Manzhos V. N. *Teoriya i tekhnika obrabotki radiolokatsionnoi informatsii na fone pomekh* [Theory and Technique of Processing Radar Information on the Background of Interference]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1981, 416 p. (In Russ.)
4. Popov D. I. Auto Doppler Passive Interference. Digital Signal Processing. 2009, no. 2, pp. 30–33. (In Russ.)
5. Malinkin V. B. *Adaptivnye fil'try v telekommunikatsionnykh sistemakh* [Adaptive Filters in Telecommunication Systems]. Novosibirsk, *SibGUTI*, 2005, 223 p. (In Russ.)
6. Kotousov A. S., Morozov A. K. *Optimal'naya fil'tratsiya i kompensatsiya pomekh* [Optimal Filtering and Interference Compensation]. Moscow, *Goryachaya liniya–Telekom*, 2008, 166 p. (In Russ.)
7. Kokoshkin A. V., Korotkov V. A., Korotkov K. V., Novichikhin E. P. Methods of Improving of Objects Distinguishability in the Presence of Hydrometeors. J. of Radioelectronics. 2015, no. 10, 14 p. (In Russ.)
8. Popov D. I. Adaptive Passive Noise Reduction. Digital Signal Processing. 2014, no. 4, pp. 32–37. (In Russ.)

9. Popov D. I. Auto Doppler Passive Interference. Digital Signal Processing. 2009, no. 2, pp. 30–33. (In Russ.)
10. Ziatdinov S. I., Sokolova Yu. V. Synthesis of Complex Discrete Filters. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2017, no. 4, pp. 12–19. (In Russ.)
11. Ziatdinov S. I., Sokolova Yu. V. Analysis of Complex Filters with the Use of Transition Characteristics. Journal of Instrument Engineering. 2017, vol. 60, no. 7, pp. 641–647. doi: 10.17586/0021-3454-2017-60-7-641-646 (In Russ.)
12. Ziatdinov S. I., Osipov L. A., Sokolova Yu. V. Synthesis of Complex Discrete Filters by Method of Invariant Differential Equations. Journal of Instrument Engineering. 2018, vol. 61, no. 4, pp. 317–322. doi: 10.17586/0021-3454-2018-61-4-317-322 (In Russ.)
13. Besekerskii V. A., Efimov N. B., Ziatdinov S. I., Izrantsev V. V., Nebylov A. V., Sokolov N. G., Fabrikant E. A. *Mikroprotsessornye sistemy avtomaticheskogo upravleniya* [Microprocessor-Based Automatic Control Systems]. Leningrad, *Mashinostroenie. Leningr. otd-nie*, 1988, 365 p. (In Russ.)
14. Popov D. I. Passive Interference Assessment. Radioelectronics and Communications Systems. 2013, vol. 56, no. 4, pp. 39–47. (In Russ.)
15. Popov D. I. Evaluation of Clutter Correlation Parameters. Radio industry. 2017, vol. 27, no. 1, pp. 57–62. doi: 10.21778/2413-9599-2017-1-57-62 (In Russ.)

Information about the author

Sergey I. Ziatdinov, Dr. Sci. (Eng.) (2005), Professor (2008) of the Department of the Information and Net Technology of Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation. The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: signal working in the radio technical systems.

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

E-mail: kaf53@guap.ru

<https://orcid.org/0000-0002-8109-5456>

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

УДК 621.318.1; 537.611.4

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-3-32-40>

Волновые аналоги сред на основе систем фазовой синхронизации

Л. А. Цырульникова¹, Б. П. Судеев², А. Р. Сафин^{1,✉}

¹Национальный исследовательский университет "МЭИ", Москва, Россия

²Национальный исследовательский технологический университет "МИСиС", Москва, Россия

³Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

✉ arsafin@gmail.com

Аннотация

Введение. В настоящее время системы фазовой синхронизации (СФС) находят широкое применение: от оптимального приема сигналов и синтеза частот до автоматического управления распределением фаз в фазированных антенных решетках. Одной из простейших структур является многокаскадная (цепочечная) СФС, которая может содержать специально подобранную многосвязную цепь управления. Такие каскадные СФС нашли широкое применение в ряде задач теории оптимальных оценок, многопозиционной фазовой телеграфии, при синхронизации многих подстраиваемых генераторов с сохранением заданных фазовых соотношений между их колебаниями и др. Активно СФС применяются в радиофизике как в аналоговом, так и в цифровом исполнении. Одним из перспективных направлений развития коллективных СФС является исследование ансамблей нейроморфных сетей, построенных на основе СФС.

Цель работы. Получение волновых аналогов, характеризующих коллективную СФС не как дискретный ансамбль, а как сплошную (распределенную) среду.

Материалы и методы. Представлена модель однонаправленной (без цепей взаимного управления) каскадной структуры СФС.

Результаты. Найдены волновые аналоги каскадно-связанных систем фазовой синхронизации, не содержащих цепей взаимного управления. Получено решение уравнений волновых аналогов, а также представлено доказательство справедливости полученного приближенного решения в сравнении с точным.

Заключение. Показано, что выбором фильтра в цепи управления каждой одноконтурной схемы с различными коэффициентами передачи можно получать разнообразные типы сплошных сред или волновых аналогов цепочечных структур на основе СФС.

Ключевые слова: системы фазовой синхронизации, угловая модуляция, фазовый дискриминатор, волновые аналоги, задержка радиосигналов

Для цитирования: Цырульникова Л. А., Судеев Б. П., Сафин А. Р. Волновые аналоги сред на основе систем фазовой синхронизации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 3. С. 32–40. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-32-40

Благодарности. Авторы выражают благодарность М. В. Капранову за постановку задачи и обсуждение результатов.

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 18-07-00485 и гранта Президента РФ для молодых кандидатов наук № МК-283.2019.8.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 07.05.2020; принята к публикации после рецензирования 27.05.2020; опубликована онлайн 29.06.2020



Wave Analogs of Media Based on Phase Locked Loops

Lyudmila A. Tsyulnikova¹, Boris P. Sudeev², Ansar R. Safin^{1,3✉}

¹National Research University "MPEI", Moscow, Russia

²National University of Science and Technology "MISiS", Moscow, Russia

³Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics,
Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia

✉ arsafer@gmail.com

Abstract

Introduction. At present, phase locked loops (PLLs) are widely used: from optimal signal detection and frequency synthesis to automatic control of phase distribution in phased scanned arrays. One of the simplest structures is a multi-stage (chain) PLL, which may contain a specially selected multi-connected control circuit. Such cascaded PLLs have wide application in solving a number of tasks of the theory of optimal estimates, multi-position phase telegraphy, in synchronizing of many tunable generators while preserving specified phase relations between their oscillations, etc. PLLs are actively used in radio physics both in analog and digital versions. One of the promising directions for collective PLLs development is the study of ensembles of neuromorphic networks based on PLL.

Aim. To obtain wave analogues characterizing the collective PLL not as a discrete network, but as a continuous (distributed) media.

Materials and methods. An unidirectional model (without mutual control circuits) of the cascade structure of the PLL.

Results. Wave analogues of cascade-coupled phase synchronization systems that do not contain mutual control circuits were found. A solution of equations of wave analogues was found. A proof of validity of the obtained approximate solution in comparison with the exact one was presented.

Conclusion. It was shown that by selecting a filter in a control circuit of each single-circuit circuit with different transmission coefficients, it is possible to obtain various types of continuous media or wave analogues of chain structures based on phase synchronization systems.

Keywords: phase locked loops, phase modulation, phase comparator, synchronization, wave analogs, delay line

For citation: Tsyulnikova L. A., Sudeev B. P., Safin A. R. Wave Analogs of Media Based on Phase Locked Loops. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 3, pp. 32–40. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-32-40

Acknowledgments. The authors are grateful to M. V. Kapranov for setting the problem and discussing the results.

Source of financing. Russian President Grant for young scientists № MK-283.2019.8, RFBR grant № 18-07-00485.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 07.05.2020; accepted 27.05.2020; published online 29.06.2020

Введение. Системы фазовой синхронизации (СФС) широко применяются в различных устройствах формирования и обработки радиосигналов с угловой модуляцией [1–3], синтезе частот [2], оптимальном приеме сигналов [1] и т. д. Типовая СФС представляет собой обычно одномерную систему фазового управления с одной входной

и одной выходной

$$u_{\text{out}}(t) = U_{\text{out}}(t) \sin[\varphi_{\text{out}}(t)]$$

координатами (рис. 1, а). Текущие фазы колебаний подстраиваемого генератора (ПГ) $\varphi_{\text{out}}(t)$ и входного сигнала $\varphi_{\text{in}}(t)$ сравниваются между собой в фазовом дискриминаторе (ФД), а цепь управления (ЦУ) с операторным коэффициентом

$$u_{\text{in}}(t) = U_{\text{in}}(t) \sin[\varphi_{\text{in}}(t)]$$

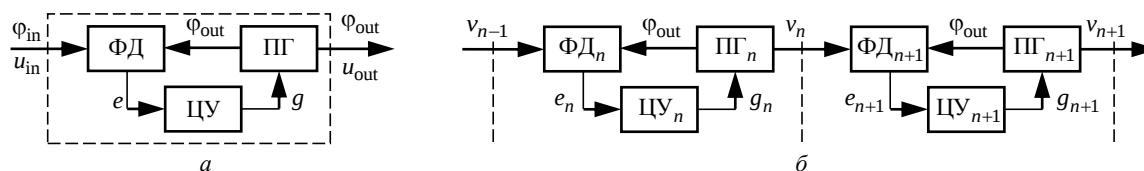


Рис. 1. Структурные схемы одномерной (а) и многомерной (б) СФС

Fig. 1. Block diagrams of a one-dimensional (a) and multi-dimensional (b) phase synchronization system

передачи $K(p)$ (оператор $p \equiv d/dt$) служит для придания системе необходимых динамических свойств.

Введя текущую разность фаз на фазовом дискриминаторе $\varphi(t) = \varphi_{out}(t) - \varphi_{in}(t)$ и обозначив через $F[\varphi]$ его безразмерную 2π -периодическую характеристику, можно получить стандартную запись дифференциального уравнения СФС по схеме рис. 1, а [2]:

$$p\varphi + \Omega K(p)F[\varphi] = \omega_0 - p\varphi_{in}, \quad (1)$$

где $\Omega = SE$ – наибольшая корректирующая расстройка, вырабатываемая в системе (S – крутизна линеаризованной модуляционной характеристики управителя частоты ПГ; E – наибольшее напряжение, вырабатываемое на выходе ФД); ω_0 – собственная частота свободного ПГ.

С помощью (1) можно исследовать большое число задач слежения за частотой или фазой входного сигнала, описать процессы фазовой синхронизации в устройствах, использующих радиосигналы с угловой модуляцией [1]. Для практических приложений главное достоинство СФС перед способом непосредственного захватывания автогенератора внешним сигналом состоит в наличии цепи управления, позволяющей преобразовать напряжение ошибки $e(t)$ в любой желаемый сигнал управления $g(t)$ (рис. 1, а).

Однако простейшим СФС, построенным по одноконтурной схеме рис. 1, а, присущи противоречия при попытке удовлетворить различным требованиям к характеристикам системы – большой полосе захвата, малой вероятности срыва слежения, высокому быстродействию, малой шумовой полосе и т. д. [1]. Среди многих предлагавшихся в литературе [4–6] путей ослабления указанных противоречий наиболее перспективным, на наш взгляд, является целенаправленный переход к коллективному фазовому управлению ансамблем многих подстраиваемых автогенераторов. Такое управление использует общие, повторяющиеся свойства отдельных ПГ и позволяет

устранить некоторые из перечисленных ограничений, свойственных одноконтурным СФС. Кроме того, при коллективном взаимодействии многих ПГ можно реализовать совершенно новые, специфические режимы, недоступные в одномерных СФС.

Примеры анализа различных структур коллективных СФС даны в [4–6]. Одной из простейших структур является многокаскадная (цепочечная) СФС, которая может содержать специально подобранную многосвязную цепь управления. Такие каскадные СФС нашли широкое применение в ряде задач теории оптимальных оценок, многопозиционной фазовой телеграфии, при синхронизации многих ПГ с сохранением заданных фазовых соотношений между их колебаниями, в частности для задач сложения мощностей [7] и др.

К сожалению, методы анализа коллективных СФС, примененные в [6, 7], основаны на рассмотрении дискретного ансамбля, состоящего из конечного числа отдельных (парциальных) СФС, объединенных по определенным правилам в тот или иной взаимодействующий коллектив. При дискретном рассмотрении небольшого набора СФС не проявляются фундаментальные внутренние свойства, присущие данному коллективу при значительном числе парциальных ячеек $N \gg 1$.

Целью настоящей статьи является развитие теоретико-волнового подхода к коллективу взаимодействующих СФС, т. е. определение таких его волновых аналогов, которые характеризовали бы коллективную СФС не как дискретный ансамбль, а как сплошную (распределенную) среду.

Поскольку теория сплошных сред оперирует аппаратом дифференциальных уравнений в частных производных, ставится задача отыскать способ перехода от обычных символических уравнений для дискретных коллективных СФС к адекватным выражениям в частных производных. Такие соотношения позволяют, используя классификацию дифференциальных уравнений в частных производных, установить возможность реализации в коллективных СФС режимов, похожих

на процессы в распределенных колебательных системах, и выяснить перспективность построения на базе таких структур устройств переменной задержки радиосигналов с угловой модуляцией.

Волновые среды, построенные на основе каскадного соединения колебательных систем, исследуются для задач построения управляемых метаматериалов [8–10], сетей наноразмерных осцилляторов для нейроморфных вычислений [11–15] и сложения мощностей [7].

Волновые аналоги каскадной СФС, не содержащей цепей взаимного управления. Рассмотрим неограниченную конечным числом каскадов простейшую цепочку последовательно соединенных парциальных СФС (рис. 1, б), каждая из которых содержит лишь элементы, составляющие стандартное кольцо по типу рис. 1, а. В такой структуре выходной сигнал n -го каскада $u_{\text{out } n} = U_{\text{out } n} \sin \varphi_{\text{out } n}$ является входным сигналом для $(n+1)$ -го каскада цепочечной СФС. Подчеркнем, что никаких других путей для связей между каскадами не предполагается, т. е. отсутствует обмен информацией о сигналах ошибок между парциальными системами через цепи взаимного управления.

Составим выражения, описывающие распространение процесса возмущения фазы колебаний подстраиваемых автогенераторов вдоль цепочки парциальных систем. Примем, что до подачи вариации фазы $v_{\text{in}}(t)$ на вход первого каскада в цепочечной структуре установился синхронный режим под воздействием монохроматического входного сигнала, а вариации фазы $v(t)$ в каскадах будем считать малыми настолько, что допустима линеаризация нелинейного дифференциального уравнения (1) парциальных СФС.

Обозначим текущую вариацию фазы колебаний ПГ n -го каскада относительно синхронного значения через $v(n)$ и запишем соответствующую вариацию частоты этого ПГ (т. е. производную вариации его фазы):

$$pv(n) = -S(n)g(n), \quad (2)$$

где $S(n)$ – взятая со знаком «минус» крутизна модуляционной характеристики ПГ n -го каскада; $g(n)$ – приращение напряжения на входе его управителя частоты, которое связано с приращением сигнала ошибки $e(n)$ на выходе ФД данного

каскада через операторный коэффициент передачи $K(p, n)$ цепи управления следующим образом:

$$g(n, t) = K(p, n)e(n, t). \quad (3)$$

Приращение $e(n, t)$ вычислим, линеаризуя характеристику ФД в окрестности точки стационарного синхронного режима:

$$e(n) = E(n)F'(n)[v(n) - v(n - \Delta n)], \quad (4)$$

где $F'(n)$ – крутизна нормированной характеристики ФД данного каскада; $E(n)$ – наибольшее значение его выходного напряжения.

Выражение $v(n) - v(n - \Delta n)$ представляет собой разность вариаций фазы колебаний ПГ n -го и $(n-1)$ -го каскадов, причем приращение номера Δn соответствует переходу к соседнему каскаду (т. е. фактически изменению номера n на единицу). Такое обозначение введено для того, чтобы в дальнейшем удобно сделать предельный переход, заменив дискретную цепочечную структуру СФС сплошной распределенной структурой.

Объединив (2)–(4), получим:

$$-pv(n) = K(p, n)\Omega(n) \times F'(n)[v(n) - v(n - \Delta n)]. \quad (5)$$

Аналогичное выражение получим для $(n+1)$ -го каскада, заменив n на $(n + \Delta n)$:

$$-pv(n + \Delta n) = K(p, n + \Delta n)\Omega(n + \Delta n) \times F'(n + \Delta n)[v(n + \Delta n) - v(n)]. \quad (6)$$

Вычтем (5) из (6), считая параметры n -го и $(n+1)$ -го каскадов не различающимися (они совпадают при $\Delta n \rightarrow 0$), и заменим далее в разностных процедурах $(n - \Delta n)$ на n . Тогда получим:

$$\begin{aligned} -p[v(n + 2\Delta n) - v(n + \Delta n)] &= \\ &= K(p, n)\Omega(n)F'(n) \times \\ &\times [v(n + 2\Delta n) - 2v(n + \Delta n) + v(n)]. \end{aligned} \quad (7)$$

Чтобы совершить предельный переход от разностных уравнений к дифференциальным, заменим соседние значения вариаций, используя формальный прием дифференциального исчисления:

$$v(n + \Delta n); v(n) + \frac{\partial v(n)}{\partial n} \Delta n.$$

Применим тот же прием к следующей вариации:

$$v(n+2\Delta n); v(n)+2\frac{\partial v(n)}{\partial n}\Delta n+\frac{\partial^2 v(n)}{\partial n^2}(\Delta n)^2.$$

Эти замены преобразуют (7) к виду, содержащему частные производные по непрерывной координате n :

$$-\tau(n)p\left[\frac{\partial v(n)}{\partial n}\Delta n+\frac{\partial^2 v(n)}{\partial n^2}(\Delta n)^2\right]=K(p,n)\frac{\partial^2 v(n)}{\partial n^2}(\Delta n)^2, \quad (8)$$

где $\tau(n)=1/[\Omega(n)F'(n)]$ – постоянная времени n -го каскада; $p \equiv \partial/\partial t$.

Чтобы полностью исключить дискретный характер задачи, используем принятое в начале условие $\Delta n=1$. Тогда приращения Δn и $(\Delta n)^2$ становятся единичными, а уравнение (8) – дифференциальным уравнением с частными производными, которое в операторной форме имеет вид

$$[K(p,n)+\tau(n)p]\frac{\partial^2 v(t,n)}{\partial n^2}+\tau(n)p\frac{\partial v(t,n)}{\partial n}=0. \quad (9)$$

Итак, получено выражение, позволяющее построить волновой аналог однонаправленной (без цепей взаимного управления) каскадной структуры СФС. В этом выражении сохранена зависимость параметров структуры K и τ от изменения непрерывной координаты n , т. е. уравнение (9) справедливо и для неоднородной по координате n структуры цепочечной СФС.

Рассмотрим далее однородную цепочечную структуру, считая $K(p)$ и τ одинаковыми для всех элементов каждой СФС. Для поддержания аналогии с распределенными в пространстве (сплошными) системами заменим непрерывную числовую координату n на пространственную координату x :

$$[K(p)+\tau p]\frac{\partial^2 v(t,x)}{\partial x^2}+\tau p\frac{\partial v(t,x)}{\partial x}=0. \quad (10)$$

Согласно символическому методу теории колебаний [16], для получения из символической записи (10) дифференциального уравнения в частных производных следует конкретизировать выражение операторного коэффициента передачи

$K(p)$ и заменить символ p операцией дифференцирования. Однако удобство символического метода позволяет делать эту замену на самом последнем этапе исследования.

Чтобы иллюстрировать общность и процедуру символического метода записи дифференциального уравнения в частных производных (10), выясним вид этого уравнения для двух типовых выражений операторного коэффициента передачи $K(p)$ цепи управления парциальной ячейки. Если в ЦУ отсутствуют какие-либо инерционные элементы, то $K(p) \equiv 1$ и уравнение (10) приобретает вид

$$\tau\frac{\partial}{\partial t}\left[\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}\right]+\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}+\tau\frac{\partial}{\partial t}\left[\frac{\partial v}{\partial x}\right]=0.$$

Используем в качестве фильтра в ЦУ инерционное звено с операторным коэффициентом передачи

$$K(p)=\frac{1}{Tp+1}, \quad (11)$$

где T – постоянная времени фильтра нижних частот. Подставив (11) в (10), получим:

$$(T\tau p^2+\tau p+1)\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}+(T\tau p^2+\tau p)\frac{\partial v}{\partial x}=0.$$

Заменив p операцией дифференцирования, получим смешанное дифференциальное уравнение вида

$$T\tau\frac{\partial^2}{\partial t^2}\left[\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}\right]+\tau\frac{\partial}{\partial t}\left[\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}\right]+T\tau\frac{\partial^2}{\partial t^2}\left[\frac{\partial v}{\partial x}\right]+\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}+\tau\frac{\partial}{\partial t}\left[\frac{\partial v}{\partial x}\right]=0.$$

Очевидно, выбирая в ЦУ фильтры с различными выражениями $K(p)$, можно получить самые разнообразные типы сплошных сред или волновых аналогов цепочечных структур СФС с различными волновыми свойствами.

Решения уравнений волновых аналогов. Полезность волновых аналогов каскадных СФС для построения практических устройств состоит в возможности целенаправленного подбора типа оператора $K(p)$ и значения постоянной времени τ парциальной СФС для достижения желаемого вида дифференциального уравнения (10). Это уравнение характеризует каскадную СФС как сплошную среду, а его вид определяет характери-

стики такой среды. Поэтому в большинстве случаев отпадает необходимость отыскания решения $v(x, t)$ уравнения (10) и его анализа.

Можно, однако, указать, по крайней мере, два аргумента в пользу отыскания "пространственно-временного" решения $v(x, t)$ уравнения (10). Во-первых, вид решения обусловлен заданием условий на входе и выходе каскадной СФС (что для распределенных структур соответствует граничным условиям). Во-вторых, необходимо убедиться в обоснованности предельных переходов, обеспечивавших переход от разностного уравнения (7) к дифференциальному (9).

Перейдем к решению уравнения (9) в символической форме для произвольного оператора $K(p)$. Согласно методу Бернулли [16] запишем частное решение в виде произведения двух функций, одна из которых зависит только от координаты, а другая – только от времени:

$$v(n, t) = e^{\lambda n} A(t), \quad (12)$$

где переменная λ подлежит определению. Экспоненциальная зависимость $e^{\lambda n}$ выбрана потому, что уравнение (10) линейное.

Подстановка (12) в (9) приводит к характеристическому уравнению

$$[K(p) + \tau p] \lambda^2 + \tau p \lambda = 0.$$

Оно дает два значения для показателя экспоненты в (12):

$$\lambda_1 = 0; \lambda_2 = -\frac{\tau p}{\tau p + K(p)}.$$

Поэтому общее решение уравнения (9) содержит два слагаемых:

$$v(n, t) = A_1(t) + e^{-\frac{\tau p n}{\tau p + K(p)}} A_2(t). \quad (13)$$

Заметим, что показатель экспоненты в (13) тесно связан с операторным коэффициентом передачи $W_1(p)$ однокаскадной СФС, связывающим входную $v_{in}(t)$ и выходную $v_{out}(t)$ вариации фазы:

$$W_1(p) = \frac{v_{out}(t)}{v_{in}(t)} = \frac{K(p)}{\tau p + K(p)}. \quad (14)$$

Обозначив

$$z(p) = 1 - W_1(p) = \frac{\tau p}{\tau p + K(p)}, \quad (15)$$

можем записать взамен (13):

$$v(n, t) = A_1(t) + e^{-nz(p)} A_2(t).$$

Связь $z(p)$ и $W_1(p)$ согласно (15) имеет глубокий физический смысл.

Перейдем к обсуждению полученного общего решения волнового аналога каскадной СФС.

Для определения выражения произвольных функций времени $A_1(t)$ и $A_2(t)$ следует задать условия на границах распределенной структуры. На левой границе, т. е. на входе каскадной СФС, действует входная вариация фазы $v_{in}(t)$. Положив в (13) $n = 0$, получим "левое" граничное условие:

$$v(0, t) = v_{in}(t) = A_1(t) + A_2(t).$$

Второе соотношение, связывающее функции $A_1(t)$ и $A_2(t)$, можно получить в разной записи – это зависит от того, в каком сечении n будет выбрано второе граничное условие.

Первоначально потребуем реализации на выходе n -го каскада отклика $v(n, t)$, совпадающего с точным значением:

$$v(n, t) = [W_1(p)]^n v_{in}(t). \quad (16)$$

Подставив $W_1(p)$ из (14), получим:

$$A_1(t) = \frac{[1 - z(p)]^n - e^{-nz(p)}}{1 - e^{-nz(p)}} v_{in}(t); \quad (17)$$

$$A_2(t) = \frac{1 - [1 - z(p)]^n}{1 - e^{-nz(p)}} v_{in}(t). \quad (18)$$

Подставив выражения (17) и (18) в общее решение (13) исходного дифференциального уравнения, получим в точности соотношение (16). Тожественное совпадение решения (13), т. е. решения уравнения для волнового аналога, с точным решением следует толковать как доказательство верности предельного перехода, приводящего от разностного уравнения (7) к дифференциальному (9).

Чтобы получить решение $v(n, t)$, совпадающее с точным на правой границе, т. е. при равен-

стве n количеству каскадов N , следует в формулах (17), (18) сделать замену $n = N$. Тогда выражения для $A_1(t)$ и $A_2(t)$ станут свободными от "пространственной" координаты n и будут определяться величиной N . При этом для решения $v(n, t)$ в сечении с номером n получим:

$$v(n, t) = \left([1 - z(p)]^N - e^{-Nz(p)} + \left\{ 1 - [1 - z(p)]^N \right\} e^{-Nz(p)} \right) \times \\ \times [1 - e^{-Nz(p)}]^{-1} v_{in}(t).$$

Легко убедиться, что при $n = N$, т. е. для выхода N -каскадной СФС, получаем из этого уравнения точное соотношение (16), в котором $n = N$.

Таким образом, можно заключить, что продемонстрированные совпадения решений уравнения волнового аналога с точным решением на заданных границах свидетельствуют о справедливости предельных переходов, на основании которых дискретная цепочечная структура заменяется сплошной. Поэтому при анализе свойств сплошной среды можно использовать классификацию,

известную из теории дифференциальных уравнений с частными производными, и добиваться нужных свойств выбором типа оператора фильтра $K(p)$ в цепи управления парциальной СФС.

Заключение. В настоящей статье найдены волновые аналоги каскадного ансамбля СФС, не содержащего цепей взаимного управления, а также решения уравнений волновых аналогов. Выбирая в цепи управления фильтры с различными выражениями коэффициента передачи, можно получать разнообразные типы сплошных сред или волновых аналогов цепочечных структур СФС с различными волновыми свойствами. Суждение об этих свойствах можно сделать на основании хорошо изученной классификации дифференциальных уравнений в частных производных, приводящейся в теории сплошных сред. Таким образом, получены дифференциальные уравнения в частных производных, позволяющие анализировать цепочечные СФС, как сплошные среды, в качестве устройств переменной задержки для радиосигналов с угловой модуляцией, элементов нейроморфных вычислений и метаматериалов.

Авторский вклад

Цырульникова Людмила Александровна – получение модели волновых аналогов, выполненных на основе систем фазовой синхронизации, подготовка текста статьи.

Судеев Борис Петрович – решение уравнений волновых аналогов, выполненных на основе систем фазовой синхронизации, подготовка текста статьи.

Сафин Ансар Ризаевич – руководство работой, подготовка текста статьи.

Author's contribution

Lyudmila A. Tsyulnikova – obtaining a model of wave analogues made on the basis of phase synchronization systems, preparation of the text for the study.

Boris P. Sudeev – solving equations of wave analogs based on phase synchronization systems, preparation of the text for the study.

Ansar R. Safin – supervision of the study, preparation of the text for the study.

Список литературы

1. Synchronization. From simple to complex / A. Balanov, N. Janson, D. Postnov, O. Sosnovtseva. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2009. 423 p.
2. Bianchi G. Phase-locked loop. Synthesizer simulation. New York: McGraw-Hill, 2005. 243 p.
3. Pikovsky A., Rosenblum M., Kurths J. Synchronization. A universal concept in Nonlinear sciences. Cambridge: Cambridge University Press, 2001. 433 p. doi: 10.1017/CBO9780511755743

4. Капранов М. В. Каскадные системы фазовой автоподстройки частоты // Динамика систем. 1976. Вып. 11. С. 76–85.
5. Капранов М. В. Системы коллективной фазовой автоподстройки частоты // Тр. МЭИ. 1978. Вып. 355. С. 3–9.
6. Капранов М. В. Коллективная синхронизация в каскадных взаимосвязанных системах ФАП // Тр. МЭИ. 1979. Вып. 418. С. 3–8.

7. Rohde U. L., Poddar A., Boeck G. The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications: Theory and Optimization. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005. 558 p. doi: 10.1002/0471727172
8. Kozyrev A. B., van der Weide D. W. Nonlinear Wave Propagation Phenomena in Left-Handed Transmission-Line Media // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005. Vol. 53, № 1. P. 238–245. doi: 10.1109/TMTT.2004.839305
9. Nonlinear Magnetic Metamaterials / I. V. Shadrivov, A. B. Kozyrev, D. W. van der Weide, Y. S. Kivshar // Optics express. 2008. Vol. 16, № 25. P. 20266–20271. doi: 10.1364/OE.16.020266
10. Ferran M. Artificial Transmission Lines for RF and Microwave Applications. Hoboken: John Wiley & Sons, 2015. 537 p.
11. Csaba G., Porod W. Coupled Oscillators for Computing: a Review and Perspective // Appl. Phys. Rev. 2020. Vol. 7, № 1. Art. 011302. doi: 10.1063/1.5120412
12. Slavin A., Tiberkevich V. S. Nonlinear Auto-Oscillator Theory of Microwave Generation by Spin-Polarized Current // IEEE Trans. on Magnetics. 2009. Vol. 45, № 4. P. 1875–1918. doi: 10.1109/TMAG.2008.2009935
13. A GHz Spintronic-Based RF Oscillator / P. Villard, U. Ebels, D. Houssameddine, J. Katine, D. Mauri, B. Delaet, P. Vincent, M.-C. Cyrille, B. Viala, J.-P. Michel, J. Prouvee, F. Badets // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2010. Vol. 45, № 1. P. 214–223. doi: 10.1109/JSSC.2009.2034432
14. Coupled-Oscillator Associative Memory Array Operation for Pattern Recognition / D. E. Nikonov, G. Csaba, W. Porod, T. Shibata, D. Voils, D. Hammerstrom, I. A. Young // IEEE J. on Exploratory Solid-State Computational Devices and Circuits. 2015. Vol. 1. P. 85–93. doi: 10.1109/JXCDC.2015.2504049
15. Theory of the spin-transfer nanooscillator-based phase locked loop / A. A. Mitrofanov, A. R. Safin, N. N. Udalov, M. V. Kapranov // J. of applied physics. 2017. Vol. 122. Art. 123903. doi: 10.1063/1.5004117
16. Капранов М. В., Кулешов В. Н., Уткин Г. М. Теория колебаний в радиотехнике. М.: Наука, 1984. 320 с.

Информация об авторах

Цырульникова Людмила Александровна – дипломированный инженер по специальности "Радиотехника" (2020, НИУ "МЭИ"), инженер кафедры формирования и обработки радиосигналов указанного университета. Автор 2 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиотехника, электроника, система фазовой синхронизации.

Адрес: Национальный исследовательский университет "МЭИ", Красноказарменная ул., д. 14, Москва, 111250, Россия

E-mail: Hey_Lucy@mail.ru

Судеев Борис Петрович – магистрант 2-го года обучения НИТУ "МИСиС". Автор 2 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиотехника, электроника, система фазовой синхронизации.

Адрес: Национальный исследовательский технологический университет "МИСиС", Ленинский пр., д. 4, Москва, 119049, Россия

E-mail: bsudeev@mail.ru

Сафин Ансар Ризаевич – кандидат технических наук по специальности "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения" (2014), доцент, заведующий кафедрой формирования и обработки радиосигналов НИУ "МЭИ", старший научный сотрудник ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – радиофизика и электроника, физика магнитных явлений, спинтроника. Адрес: Национальный исследовательский университет "МЭИ", Красноказарменная ул., д. 14, Москва, 111250, Россия

E-mail: arsafin@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6507-6573>

References

1. Balanov A., Janson N., Postnov D., Sosnovtseva O. Synchronization. From simple to complex. Berlin Heidelberg, Springer-Verlag, 2009, 423 p.
2. Bianchi G. Phase-locked loop. Synthesizer simulation. New York, McGraw-Hill, 2005, 243 p.
3. Pikovsky A., Rosenblum M., Kurths J. Synchronization. A universal concept in Nonlinear sciences. Cambridge, Cambridge University Press, 2001, 433 p. doi: 10.1017/CBO9780511755743
4. Kapranov M. V. Cascade systems of phase locked loop. Dynamics of the system. 1976, vol. 11, pp. 76–85. (In Russ.)
5. Kapranov M. V. Collective systems of phase locked loops. MPEI Bulletin. 1978, vol. 355, pp. 3–9. (In Russ.)
6. Kapranov M. V. Collective synchronization in mutually coupled phase locked loops. MPEI Bulletin [In Russian]. 1979, vol. 418. pp. 3–8. (In Russ.)
7. Rohde U. L., Poddar A., Boeck G. The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications: Theory and Optimization. Hoboken, John Wiley & Sons, 2005, 558 p. doi: 10.1002/0471727172
8. Kozyrev A. B., van der Weide D. W. Nonlinear Wave Propagation Phenomena in Left-Handed Transmission-Line Media. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005, vol. 53, no. 1, pp. 238–245. doi: 10.1109/TMTT.2004.839305

9. Shadrivov I. V., Kozyrev A. B., van der Weide D. W., Kivshar Y. S. Nonlinear Magnetic Metamaterials. Optics express. 2008, vol. 16, no. 25, pp. 20266–20271. doi: 10.1364/OE.16.020266
10. Ferran M. Artificial Transmission Lines for RF and Microwave Applications. Hoboken, John Wiley & Sons, 2015, 537 p.
11. Csaba G., Porod W. Coupled Oscillators for Computing: a Review and Perspective. Appl. Phys. Rev. 2020, vol. 7, no. 1, art. 011302. doi: 10.1063/1.5120412
12. Slavin A., Tiberkevich V. S. Nonlinear Auto-Oscillator Theory of Microwave Generation by Spin-Polarized Current. IEEE Trans. on Magnetics. 2009, vol. 45, no. 4, pp. 1875–1918. doi: 10.1109/TMAG.2008.2009935
13. Villard P., Ebels U., Houssameddine D., Katine J., Mauri D., Delaet B., Vincent P., Cyrille M.-C., Viala B., Michel J.-P., Prouvee J., Badets F. A GHz Spintronic-Based RF Oscillator. IEEE J. of Solid-State Circuits. 2010, vol. 45, no. 1, pp. 214–223. doi: 10.1109/JSSC.2009.2034432
14. Nikonov D. E., Csaba G., Porod W., Shibata T., Voils D., Hammerstrom D., Young I. A. Coupled-Oscillator Associative Memory Array Operation for Pattern Recognition. IEEE J. on Exploratory Solid-State Computational Devices and Circuits. 2015, vol. 1, pp. 85–93. doi: 10.1109/JXCDC.2015.2504049
15. Mitrofanov A. A., Safin A. R., Udalov N. N., Kapranov M. V. Theory of the spin-transfer nanooscillator-based phase locked loop. J. of applied physics. 2017, vol. 122, art. 123903. doi: 10.1063/1.5004117
16. Kapranov M. V., Kuleshov V. N., Utkin G. M. Theory of oscillations in radioengineering. Moscow, Science, 1984, 320 p. (In Russ.)

Information about the authors

Lyudmila A. Tsyruelnikova, Dipl. Engineer on Radio Engineering (2020, NRU "MPEI"), an engineer of the Department of Radio Signal Formation and Processing of the named university. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: radiotechnique, electronics, system of phase locked loops.

Address: National Research University "Moscow Power Engineering Institute", 14 Krasnokazarmennaya St., Moscow 111250, Russia

E-mail: Hey_Lucy@mail.ru

Boris P. Sudeev, 2nd year master degree student of NITU "MISiS". The author of 2 scientific publications. Area of expertise: radiotechnique, electronics, system of phase locked loops.

Address: National University of Science and Technology "MISiS", 4 Leninsky Ave., Moscow 119049, Russia

E-mail: bsudeev@mail.ru

Ansar R. Safin, Cand. Sci. in "Radio Engineering Including Television Systems and Devices" (2014), Associate Professor, head of the department of radio signal generation and processing of the NRU "MPEI", senior researcher at the Institute of Radio Technologies and Electronics of the Russian Academy of Science Named after V. A. Kotelnikov. The author of more than 50 scientific papers. Area of expertise: radiophysics and electronics, physics of magnetic phenomena, spintronics.

Address: National Research University "Moscow Power Engineering Institute", 14 Krasnokazarmennaya St., Moscow 111250, Russia

E-mail: arsafer@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6507-6573>

Радиолокация и радионавигация

УДК 621.391

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-3-41-52>

Пассивная радиолокационная система мониторинга движения судов в прибрежных районах с использованием спутниковых сигналов подсвета

Нгуен Ван Куан^{1,2}✉

¹Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"
им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉quanvnhath@gmail.com

Аннотация

Введение. Возрастающие требования к совершенствованию информационных систем обеспечения безопасности судоходства в прибрежных районах морских акваторий обуславливают поиск новых инженерных и научно-технических решений. Особый интерес представляет создание систем пассивной когерентной локации (ПКЛ), основанных на использовании в качестве радиолокационного подсвета контролируемого пространства существующих источников электромагнитного излучения, в частности сигналов глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС). При разработке и реализации таких систем существует ряд нерешенных задач, связанных с поиском высокоэффективных алгоритмов обработки, с оптимизацией их структуры и режимов функционирования в составе комплексной многопозиционной системы мониторинга морских акваторий в прибрежных районах.

Цель работы. Обоснование структуры построения системы бистатической ПКЛ с сигналом подсвета ГНСС, анализ методов повышения уровня отраженных от целей сигналов, разработка общего алгоритма обработки сигналов в приемном устройстве данной системы, формирование предложений по созданию многопозиционной радиолокационной системы (МП РЛС) для мониторинга судоходства в прибрежных районах акваторий.

Материалы и методы. Используются методы математического моделирования, теория сигналов, цифровой обработки сигналов.

Результаты. Разработана структура бистатической ПКЛ с сигналом подсвета ГНСС для мониторинга акваторий в прибрежных районах в целях обеспечения безопасности плавания судов. Предложены методы повышения уровня мощности спутниковых сигналов на входе приемного устройства и разработан общий алгоритм обработки сигналов, процесс реализации вычисления взаимной функции неопределенности (ВФН) в системе бистатической ПКЛ с использованием спутникового сигнала GPS C/A-кода для задач мониторинга акваторий в прибрежной зоне.

Заключение. Рассмотренная система бистатической ПКЛ с использованием в качестве подсвета сигналов ГНСС может быть задействована в составе МП РЛС мониторинга морских акваторий в районах интенсивного судоходства для обеспечения безопасности движения судов, оперативного контроля морских работ в открытом море, быстрого анализа обстановки на море при аварийной ситуации.

Ключевые слова: пассивная когерентная локация, многопозиционная радиолокационная система, спутниковый сигнал, мониторинг прибрежных районов, C/A-код

Для цитирования: Нгуен Ван Куан. Пассивная радиолокационная система мониторинга движения судов в прибрежных районах с использованием спутниковых сигналов подсвета // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 3. С. 41–52. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-41-52

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 27.02.2020; принята к публикации после рецензирования 16.05.2020; опубликована онлайн 29.06.2020



A Passive Radar System for Monitoring of Coastal Areas Ship Traffic Using Satellite Illumination Signals

Nguyen Van Quan^{1, 2}✉

¹Le Quy Don Technical University, Hanoi, Vietnam

²Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ quanvnhath@gmail.com

Abstract

Introduction. Increasing requirements for improving of information systems for ensuring navigation safety in coastal areas of marine waters determine the search of new engineering and scientific solutions. The creation of a passive coherent location systems (PCL), based on existing sources of electromagnetic radiation (in particular, global navigation satellite system (GNSS) signals) as radar illumination of the monitored space is of particular interest. During development and implementation of the systems, there are a number of problems related to the search of highly efficient processing algorithms, to the optimization of structure and functioning modes when the system is a part of a complex multi-position monitoring system in coastal areas.

Aim. Rationale of the structure of bistatic PCL system with GNSS illumination signal, analysis of methods for increasing of the level of reflected signals, development of a general signal processing algorithm of the system receiver unit, formation of proposals for the creation of multi-position radar system (MP radar) for coastal areas navigation monitoring.

Materials and methods. Mathematical modeling, theory of signals, methods of digital signal processing.

Results. The structure of the bistatic PCL with GNSS illumination signal for monitoring in coastal areas of marine waters to ensure navigation safety has been developed. Methods for increasing the power level of satellite signals at the input of the receiving device have been proposed. General signal processing algorithm and the algorithm of CAF calculation in the bistatic PCL system using GPS C/A code satellite signal for sea surface coastal areas monitoring have been developed.

Conclusion. The considered bistatic PCL system with GNSS illumination may be applied as a part of MP radar for monitoring in areas of heavy vessel traffic to ensure the safety, for operational control of marine operations in the high seas, for quick analysis of the situation at sea in an emergency.

Keywords: passive coherent location, multi-position radar, satellite signal, sea surface monitoring, C/A code

For citation: Nguyen Van Quan. A Passive Radar System for Monitoring of Coastal Areas Ship Traffic Using Satellite Illumination Signals. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 3, pp. 41–52. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-41-52

Conflict of interest. Author declares no conflict of interest.

Submitted 27.02.2020; accepted 14.05.2019; published online 29.06.2020

Введение. Вместе с постоянным развитием судоходства возрастают требования к совершенствованию информационных систем, задачей которых является обеспечение безопасности судоходства. Наиболее актуальна потребность в таких системах в прибрежных районах морских акваторий, для которых характерна наибольшая интенсивность движения судов. Наряду с задачами информационного обеспечения безопасности судоходства такие системы способны осуществлять мониторинг прибрежных акваторий в

целях контроля и прогнозирования развития чрезвычайных ситуаций природного и техногенного происхождения, осуществлять антитеррористический контроль при охране стратегически важных объектов в береговой зоне (например, портов, нефтеналивных терминалов и др.).

В настоящее время для решения задач дистанционного мониторинга прибрежных акваторий широко применяются радиолокационные системы (РЛС), особенно актуально их применение в районах интенсивного движения судоходства. Особый интерес представляет создание бистатических или

мультистатических систем пассивной когерентной локации (ПКЛ), основанных на использовании в качестве радиолокационного подсвета контролируемого пространства существующих источников электромагнитного излучения.

Использование ПКЛ, ввиду отсутствия собственного передатчика, позволяет обеспечить меньшую стоимость производства, размещения и эксплуатации, отсутствие вредного воздействия на окружающую среду, отсутствие помех другим радиотехническим устройствам, высокую скрытность, создает возможность формирования произвольной зоны наблюдения.

В качестве источников сигналов подсвета в бистатической ПКЛ могут использоваться системы цифрового телевидения, цифрового звукового радиовещания, мобильной связи и др. [1–6]. В представленном материале в качестве источника сигнала подсвета в системе бистатической ПКЛ мониторинга морских акваторий рассматривается вариант использования спутниковых систем, а именно глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС).

Ранее автором была проведена оценка дальности обнаружения надводных целей в системе бистатической ПКЛ с использованием различных спутниковых сигналов подсвета; результаты исследования эффективности применения сигналов спутниковых систем различных типов приведены в [7].

В данной статье рассматривается структура построения системы бистатической ПКЛ, основные методы повышения уровня отраженных от целей сигналов в системе бистатической ПКЛ с сигналом подсвета ГНСС, предлагается алгоритм обработки сигналов в приемном устройстве данной системы, определены подходы к созданию многопозиционной радиолокационной системы (МП РЛС) для мониторинга судоходства в прибрежных районах акваторий.

Система глобальной навигации имеет большое количество спутников, сигналы которых непрерывно облучают поверхность Земли. Эти сигналы представляют собой широкополосные и когерентные псевдослучайные фазокодоманипулированные композиции и привязаны к единой системной шкале времени. Одной из основных проблем при использовании спутниковой системы в качестве источников сигнала подсвета является очень низкий уровень мощности сигнала на земной поверхности. На рис. 1 представлены энергетический спектр сигнала глобальной навигационной спутниковой системы GPS на основной центральной частоте $L_1=1575.42$ МГц и мощность теплового

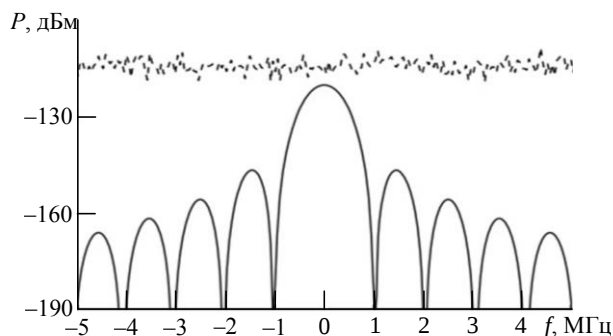


Рис. 1. Спектр сигнала GPS (сплошная линия) и мощность теплового шума (штриховая линия)

Fig. 1. Spectrum signal GPS (solid line) and thermal noise power of the antenna (dashed line)

шума антенны. Сигнал GPS скрыт под шумами – это особенность сигнала с малой мощностью с расширенным спектром множественного доступа с кодовым разделением каналов. Для приема и обработки спутниковых сигналов требуется применение специальных алгоритмов, поэтому наряду с разработкой структуры системы бистатической ПКЛ на основе спутниковых сигналов подсвета необходимы исследования методов повышения уровня мощности отраженного сигнала от объектов наблюдения на входе приемного устройства.

Варианты повышения уровня мощности спутниковых сигналов на входе приемного устройства системы бистатической ПКЛ следующие [8–10]:

- использование методов с длительным временем интегрирования, позволяющих собирать энергию сигнала в течение длительных интервалов времени;
- применение фазированной антенной решетки с большой базой;
- комплексирование отраженных сигналов от нескольких спутников.

Сущность метода с длительным временем интегрирования заключается в том, чтобы собирать энергию отраженного сигнала в течение длительных интервалов времени (десятки секунд), что позволит обеспечить соответствующий уровень отношения сигнал/шум+помеха для обнаружения целей. Эффективность методов обработки с использованием длительного времени интегрирования сигналов, отраженных от движущейся цели, с подсветкой несколькими передатчиками спутниковых систем, рассмотрена в [11]. Авторами представлены результаты, показывающие повышение эффективности обнаружения при использовании нескольких передатчиков спутниковых систем в сравнении с одним базовым передатчиком. Там же показано, что использование антенной решетки на

приемной позиции из K элементов обеспечивает повышенную способность обнаружения целей, а также высокую точность определения угловых координат.

На практике целесообразно одновременное применение всех перечисленных методов, что позволит в наибольшей степени увеличить уровень мощности отраженного от объектов наблюдения сигнала в системе бистатической ПКЛ. В [12] предложена схема обработки для совместного использования как длительного времени интеграции, так и множества принимающих элементов для решения задачи обнаружения медленно движущихся целей в системе ПКЛ на основе спутниковых сигналов подсвета. Предлагаем основные варианты повышения уровня мощности спутниковых сигналов в системе бистатической ПКЛ, которые помогают в процессе обработки структуры и создания опытного образца ПКЛ мониторинга акваторий в прибрежных районах. В данной работе планируется применение всех трех методов повышения уровня мощности для получения достаточно необходимого отношения сигнал/шум в приемном устройстве системы ПКЛ.

Методы. На рис. 2 представлена структурная схема построения системы бистатической ПКЛ

мониторинга акваторий на основе спутниковых сигналов подсвета [13].

В качестве антенны опорного канала предлагается использовать зеркальную антенну. В канале наблюдения применяем антенную решетку (АР), которая с помощью аналоговой схемы формирования диаграммы направленности антенны (ДНА) обеспечивает необходимый сектор наблюдения. Блок согласования состоит из полосового фильтра (или набора полосовых фильтров) и усилителей в опорном канале и канале наблюдения приемной позиции. Блок приемников осуществляет аналого-цифровое преобразование и решает задачи переноса сигналов на частоту фильтрации.

На этапе цифровой обработки используются стандартный и специализированный вычислители, выполняющие следующие функции:

- аппаратно-программное обеспечение для траекторного сопровождения, объединения данных от нескольких приемных позиций (ПП), отображения данных, управления процессом обработки;
- аппаратно-программное обеспечение обработки сигналов опорного канала и канала наблюдения (корректировка прямого сигнала, адаптивная фильтрация отраженного сигнала, вычисление ВФН, обнаружение-измерение).



Рис. 2. Структурная схема ПКЛ мониторинга движения судов с сигналом подсвета ГНСС

Fig. 2. The structural diagram of the PCL monitoring the movement of ships with signal GNSS illumination

Адаптивная фильтрация предназначена для подавления в канале наблюдения прямого сигнала и его мощных копий, возникающих из-за отражения от местных предметов и многолучевости. После обработки данных от целей по каналу передачи данных радиолокационная информация передается в устройство совместной обработки и центр обработки информации (УСО и ЦОИ). В УСО и ЦОИ решаются задачи комплексирования и совместной обработки данных, полученных от нескольких радиолокационных ПП, функционирующих в системе бистатической ПКЛ на основе спутниковых сигналов подсвета.

Результаты. В данной статье в системах бистатической ПКЛ мониторинга районов с интенсивным судоходством рассматривается использование в качестве подсвета сигналов L1 типа C/A-кода ГНСС GPS. Общий алгоритм обработки сигналов в системе бистатической ПКЛ при использовании спутникового сигнала GPS L1 C/A-кода представлен на рис. 3. Номер навигационного (NAV – Navigation) космического аппарата (НКА) совпадает с номером псевдослучайной последовательности (ПСП; Pseudorandom Noise – PRN) (НКА 01 = ПСП 01), C/A-код представляет собой двухфазный модулированный сигнал с частотой дискретизации 1.023 МГц для гражданского использования [14].

Одной из наиболее важных характеристик C/A-кодов являются их корреляционные свойства, при этом отношение уровней автокорреляционного пика к взаимным корреляционным пикам показывает, насколько широкий динамический диапазон можно

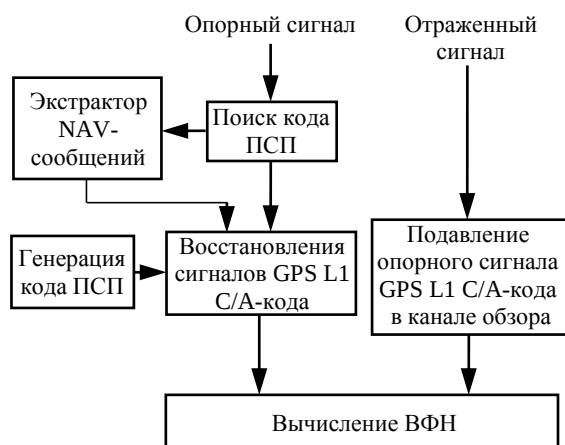


Рис. 3. Общий алгоритм обработки сигналов в системе бистатической ПКЛ с сигналом подсвета ГНСС

Fig. 3. The general signal processing algorithm in a bistatic PCL system with signals GNSS illumination

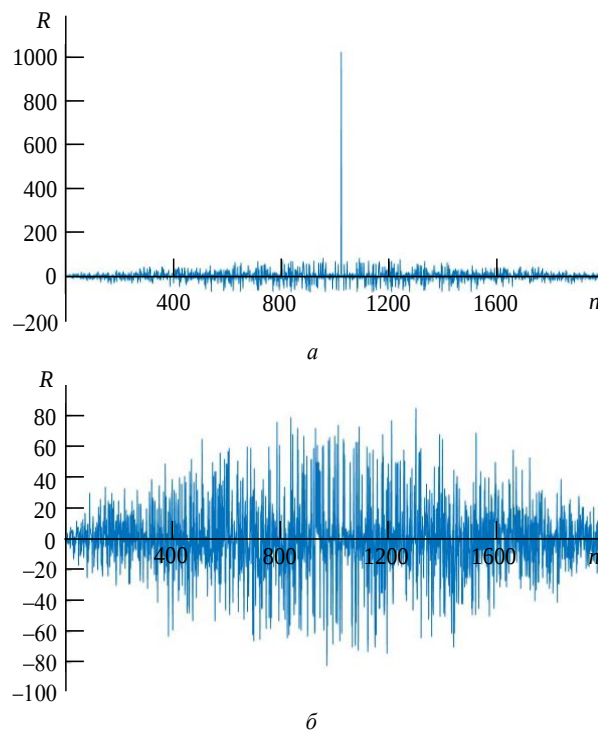


Рис. 4. Автокорреляционная функция (а) и взаимная корреляционная функция (б) C/A-кодов сигнала GPS

Fig. 4. Autocorrelation function (a) and cross-correlation function (b) signal GPS C/A codes

обеспечить при приеме и обработке сигналов. Если коды являются ортогональными, их взаимная корреляция будет равна нулю. Однако C/A-коды (код Голда) не являются строго ортогональными, а лишь близки к ним. Поэтому взаимная корреляция имеет небольшие значения, отличные от нуля. При исследовании корреляционной характеристики C/A-кодов оценивается их автокорреляционная функция (АКФ), взаимная корреляционная функция (ВКФ) кодов соседних спутников, а также влияние шума на взаимную корреляцию сигнала с шумом и копиями сигналов спутниковой системы GPS C/A-кода. На рис. 4 показаны АКФ (номер ПСП 32) и ВКФ (ПСП 8 и ПСП 32) C/A-кода сигнала спутниковой системы GPS): R – нормированная мощность; n – количество символов в ПСП.

По сравнению с уровнем боковых лепестков пик АКФ ПСП C/A-кода сигнала спутниковых систем GPS значительно выше (рис. 4, а). С помощью ВКФ можно оценить взаимное влияние шумоподобных кодов соседних спутников. Видно, что максимальный уровень шумового сигнала при взаимном влиянии сигналов соседних спутников сравним с уровнем боковых лепестков АКФ (рис. 4, б).

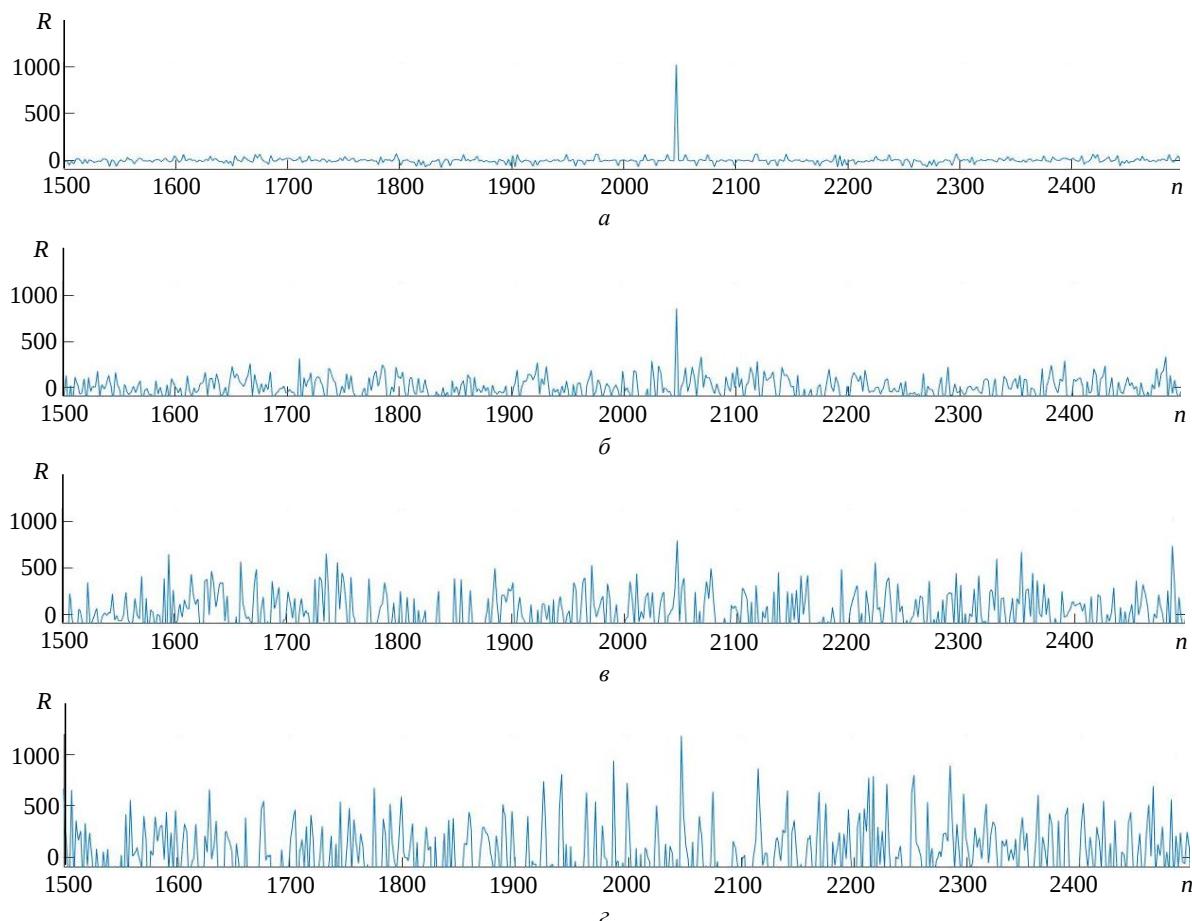


Рис. 5. Взаимная корреляционная функция сигнала с шумом GPS и копиями сигнала спутников GPS 32-го номера псевдослучайной последовательности: а – шум отсутствует; б – шум в 4 раза больше сигнала; в – шум в 8 раз больше сигнала; г – шум в 12 раз больше сигнала

Fig. 5. Cross-correlation function of the GPS signal with noise and copies of the GPS satellite signal of the 32nd number of the pseudo-random sequence: а – no noise; б – noise is 4 times the signal; в – noise is 8 times the signal; г – noise is 12 times the signal

Из оценки взаимной корреляции зашумленного сигнала GPS и копий C/A-кода сигнала спутниковых систем GPS (рис. 5) видно, что диапазон значений взаимной корреляции мало изменяется, а из-за шума уровень боковых лепестков повышается вплоть до уровня автокорреляционного пика.

Для реализации процедуры вычисления взаимной корреляционной функции между ПСП C/A-кода сигнала GPS и его копией разработан алгоритм, рассматриваемый далее.

При непрерывном излучении сигнала подсвета ередатчиками спутниковых систем и без учета потерь при распространении сигнала от i -го спутника входной сигнал в приемной позиции на промежуточной частоте можно представить в общем виде:

$$r_i(t) = m_i(t - \tau_i) g_i(t - \tau_i) e^{j[2\pi f_i t + \phi_i + \psi_i]}, \quad (1)$$

где $m_i(t)$ – код навигационного сообщения; $g_i(t)$ – ПСП C/A-кода; τ_i , f_i и ϕ_i – временной,

частотный и фазовый сдвиги сигнала соответственно, вызванные расстоянием и относительной скоростью между спутником и приемником; ψ_i – фазовый сдвиг (фазовая ошибка), обусловленный распространением сигнала в свободном пространстве.

Навигационное сообщение содержит информацию об орбите спутника, состоянии его работоспособности, параметрах коррекции и другие данные. Эта информация используется для определения пространственного местоположения спутника и времени передачи сигнала. Поскольку код ПСП известен приемнику и используется для обнаружения прямого сигнала от конкретного спутника, можно определить его длительность, связанную с интервалом повторения импульсов передатчика: $T = N_c T_c$, где N_c и T_c – соответственно, количество и продолжительность каждого кодового сегмента. Время t между началом и концом каждого

интервала повторения импульсов обычно называют быстрым временем, т. е. $t \in [0, T]$, тогда временные интервалы u с длительностью T называются медленным временем, т. е. $u = 0, T, 2T, \dots$. В течение длительного времени спутниковый сигнал непостоянен, поэтому при моделировании предположим, что время задержки, сдвиг частоты и фазовая ошибка изменяются в медленное время, т. е. $\tau_i(u)$, $f_i(u)$ и $\psi_i(u)$. Примем также, что навигационное сообщение было сформировано в медленное время из-за $T_m \gg T_c$, где T_m – длительность $m_i(t)$. Таким образом, выражение для спутникового сигнала (1) может быть преобразовано в следующий вид:

$$r_i(t, u) = m_i(t, u) g_i(t, u) e^{j[2\pi f_i(u)(t+u) + \phi_i(u) + \psi_i(u)]}. \quad (2)$$

Отдельные компоненты соответствуют:

$$m_i(t, u) = m_i[t - \tau_i(u)];$$

$$g_i(t, u) = g_i[t - \tau_i(u)];$$

$$\phi_i(u) = 2\pi[f_0 + f_i(u)]\tau_i(u),$$

где f_0 – несущая частота спутникового сигнала.

В соответствии с (2) сигнал, отраженный от объекта наблюдения, можно представить следующим образом:

$$\hat{r}_i(t, u) = \hat{m}_i(t, u) \hat{g}_i(t, u) e^{j[2\pi \hat{f}_i(u)(t+u) + \hat{\phi}_i(u) + \hat{\psi}_i(u)]}, \quad (3)$$

где $\hat{m}_i(t, u)$, $\hat{g}_i(t, u)$ и $\hat{\phi}_i(u)$ можно рассчитать аналогично выражениям для прямого сигнала от спутниковых систем, с соответственной заменой $\tau_i(u)$ на $\hat{\tau}_i(u)$ и $f_i(u)$ на $\hat{f}_i(u)$; $\hat{\tau}_i(u)$, $\hat{f}_i(u)$ и $\hat{\psi}_i(u)$ – время задержки, частотный сдвиг и фазовая ошибка соответствующих спутниковых сигналов, отраженных от объекта наблюдения.

Используя (2) и (3), запишем сигналы в опорном канале и канале наблюдения в следующем виде:

$$r_{\text{оп}}(t, u) = \sum_{i=1}^{N_i} \sqrt{a_{i,\text{оп}}(u)} \cdot r_i(t, u) + \sum_{i=1}^{N_i} \sqrt{\hat{a}_{i,\text{оп}}(u)} \cdot \hat{r}_i(t, u) + n_{\text{оп}}(t, u);$$

$$r_{\text{отр}}(t, u) = \sum_{i=1}^{N_i} \sqrt{a_{i,\text{отр}}(u)} \cdot r_i(t, u) + \sum_{i=1}^{N_i} \sqrt{\hat{a}_{i,\text{отр}}(u)} \cdot \hat{r}_i(t, u) + n_{\text{отр}}(t, u), \quad (4)$$

где $a_{i,\text{оп}}(u)$, $\hat{a}_{i,\text{оп}}(u)$ представляют собой потерю мощности в опорном канале, соответственно, на пути "спутник–приемник" и "спутник–объект наблюдения–приемник"; $a_{i,\text{отр}}(u)$ и $\hat{a}_{i,\text{отр}}(u)$ – соответствующие потери в канале наблюдения.

В рассматриваемой системе бистатической ПКЛ обнаружение целей реализуется в двумерной области "задержка–доплеровский сдвиг частоты" путем вычисления ВФН сигнала канала наблюдения, в котором присутствуют отражения от целей, и опорного сигнала, полученного с направления на источник подсвета. Процесс вычисления ВФН в системе бистатической ПКЛ при использовании спутниковых сигналов GPS L1 C/A-кода для мониторинга судоходства в прибрежных районах представлен на рис. 6.

В рассматриваемой системе отдельные спутники имеют разное пространственное положение и вектор скорости и, поскольку несколько источников будут одновременно освещать одну зону наблюдения, необходимо разделить их прямые сигналы перед корреляционной обработкой в обоих каналах каждой приемной позиции. В процессе поиска кода ПСП (C/A-кода) для решения этой задачи используется детектор стандартного кода ПСП. Принцип работы детектора кода ПСП заключается в том, что последовательно осуществляется сравнение фрагмента сигнала прямого канала с различными последовательностями C/A-кодов ПСП. Это необходимо для того, чтобы определить время задержки и сдвиг частоты каждого спутникового сигнала в приемнике. Опорная последовательность кода ПСП задается посредством генерации C/A-кода. Для того чтобы детектор и блок отслеживания кода работали правильно, прямой спутниковый сигнал должен быть доминирующим в опорном канале:

$$a_{i,\text{оп}}(u) \gg \hat{a}_{i,\text{оп}}(u). \quad (5)$$

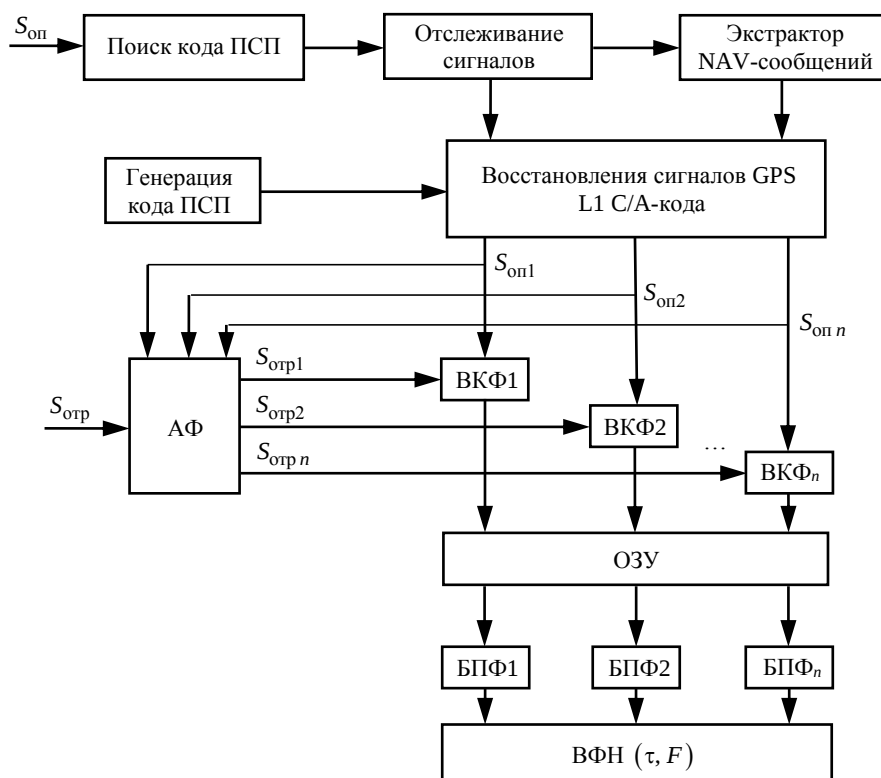


Рис. 6. Процесс вычисления ВФН в системе ПКЛ с сигналом подсвета ГНСС

Fig. 6. The process of calculating the cross-correlation function in the PCL system with signal GNSS illumination

Если условие (5) выполнено, блок отслеживания кода ПСП может предоставить оценку задержки $\tilde{\tau}_i(u) \approx \tau_i(u)$, частотного сдвига $\tilde{f}_i(u) \approx f_i(u)$ и сдвига фазы $\tilde{\theta}_i(u) \approx \theta_i(u)$ сигнала, который распространяется на пути "спутник–приемник". Далее эта информация передается в блок отслеживания кода ПСП, в котором можно обеспечить более точную оценку времени задержки и сдвига частоты, а также фильтровать прямой сигнал с помощью стандартного кода ПСП:

$$\tilde{m}_i(u) = m_i[u - \tilde{\tau}_i(u)] e^{j2\pi\tilde{\psi}_i(u)},$$

где $\tilde{\psi}_i(u)$ – фазовая ошибка из-за неидеальной фильтрации кода и явлений при распространении в свободном пространстве.

Используя данные от генерации C/A-кода, блока отслеживания сигналов и блока экстрактора NAV-сообщений, прямые сигналы от i -го спутника можно восстановить как

$$\tilde{r}_{i,\text{вос}}(t, u) = \tilde{m}_i(u) \tilde{g}_i(t, u) e^{j[2\pi\tilde{f}_i(u)(t+u) + \tilde{\theta}_i(u)]}, \quad (6)$$

где $\tilde{g}_i(t, u) = g_i[t - \tilde{\tau}_i(u)]$ – сдвинутый по времени код ПСП.

После восстановления прямые спутниковые сигналы, принятые от разных спутников, передаются в блок корреляции. Сигналы, отраженные от объектов наблюдения, посредством адаптивной фильтрации с помощью моделей восстановленного сигнала разделяются по коду ПСП и также передаются в блок корреляции. ВКФ между восстановленным прямым сигналом (6) и сигналом, отраженным от объекта наблюдения (4), может быть выражена как

$$S_i(k, u) = \int_0^T \tilde{r}_{i,\text{вос}}^*(t - k, u) r_{\text{отр}}(t, u) dt = s_i(k, u) + \hat{s}_i(k, u) + n_i(k, u),$$

где k – время задержки; "*" – символ операции комплексного сопряжения;

$$s_i(k, u) = \sqrt{a_{i,\text{отр}}(u)} \int_0^T \tilde{r}_{i,\text{вос}}^*(t - k, u) r_i(t, u) dt; \quad (7)$$

$$\hat{s}_i(k, u) = \sqrt{\hat{a}_{i,\text{отр}}(u)} \int_0^T \tilde{r}_{i,\text{вос}}^*(t - k, u) \hat{r}_i(t, u) dt; \quad (8)$$

$$n_i(k, u) = \int_0^T \tilde{r}_{i,\text{вос}}^*(t - k, u) n_{\text{отр}}(t, u) dt$$

– выходные компоненты корреляции, связанные с прямым сигналом, сигналом, отраженным от объекта наблюдения, и шумом соответственно.

Поскольку $\tilde{\psi}_i(u) \approx \psi_i(u)$, (7) и (8) можно переписать в виде

$$s_i(k, u) = \sqrt{a_{i, \text{отр}}(u)} \cdot A(k, 0); \quad (9)$$

$$\hat{s}_i(k, u) = \sqrt{\hat{a}_{i, \text{отр}}(u)} \cdot A[\Delta\tau_i(u) + k, \Delta f_i(u)], \quad (10)$$

где $A(k, 0)$ – сечение ВФН кода ПСП между опорным и восстановленным спутниковыми сигналами при нулевой скорости объекта наблюдения; $A(\tau, f)$ – функция неопределенности кода ПСП с временем задержки τ и частотным сдвигом f ; $\Delta\tau_i(u) = \tau_i(u) - \tilde{\tau}_i(u)$ – бистатическая задержка; $\Delta f_i(u) = f_i(u) - \tilde{f}_i(u)$ – доплеровский сдвиг.

Из (9) и (10) видно, что $S_i(k, u)$ будет иметь две основные компоненты: одну с нулевой задержкой и нулевым доплеровским сдвигом, и одну с координатами $\Delta\tau_i(u)$ и $\Delta f_i(u)$. Если $\Delta\tau_i(u) \neq 0$ или $\Delta f_i(u) \neq 0$, то можно говорить о наличии цели и оценить ее дальность и радиальную скорость. Все результаты вычисления ВКФ между восстановленным прямым сигналом и сигналом, отра-

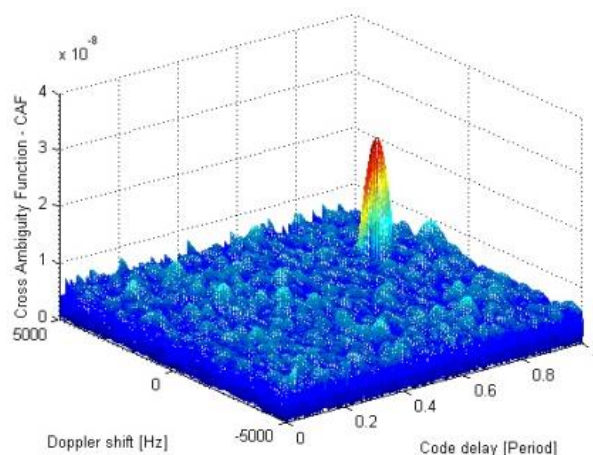


Рис. 7. Взаимная функция неопределенности C/A-кода сигнала GPS

Fig. 7. Mutual uncertainty function GPS signal C/A code

женным от объекта наблюдения, сохраняются в оперативном запоминающем устройстве (ОЗУ). Вычисление ВФН сигнала канала наблюдения и опорного сигнала включает расчет ВФН ПСП (C/A-кода) опорного сигнала спутниковой системы GPS и сигнала, отраженного от объекта наблюдения, и осуществляется посредством быст-

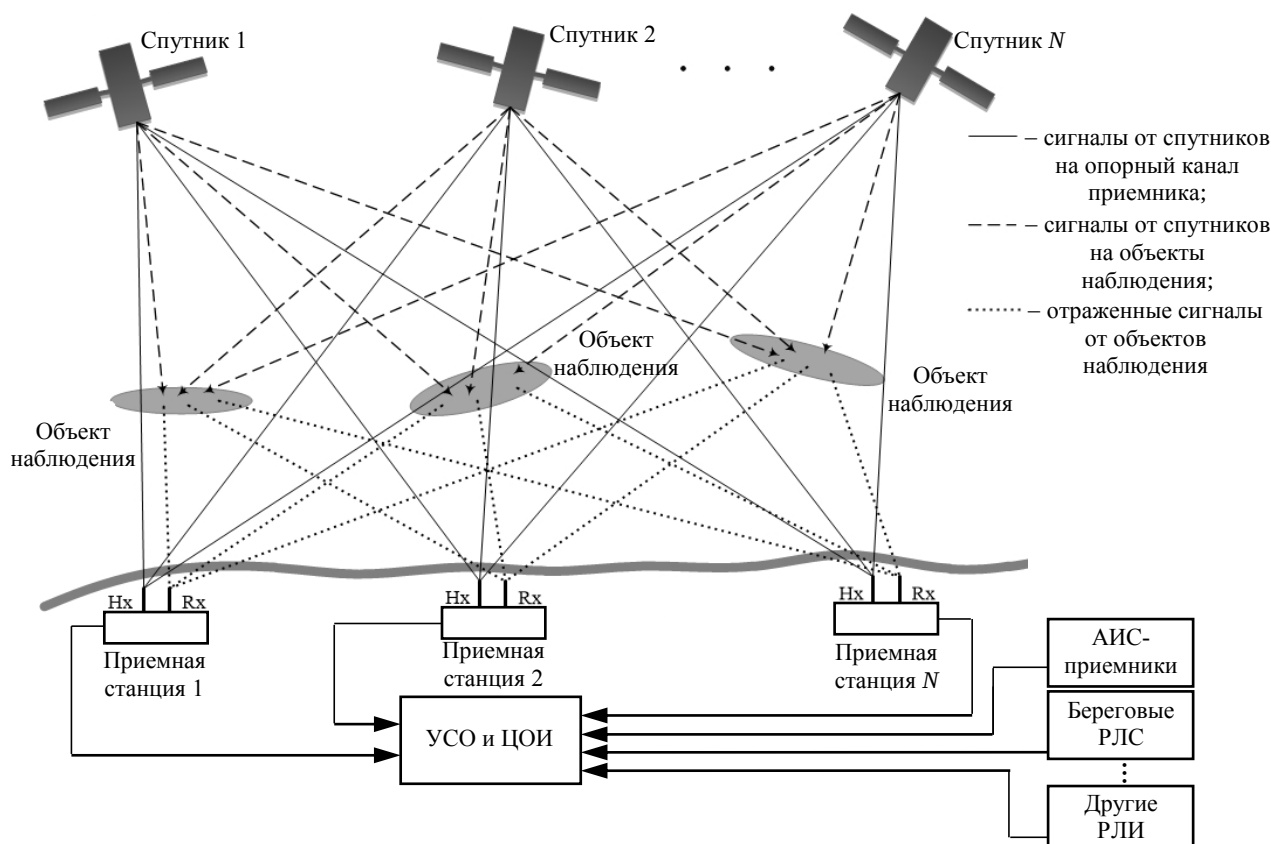


Рис. 8. Структура МП РЛС

Fig. 8. The structure of a multi-position radar system

рого преобразования Фурье (БПФ), применяемого к отдельным ВКФ. Анализ ВФН С/А-кода сигнала спутниковых систем GPS, приведенный в [15] (рис. 7), показывает, что система бистатической ПКЛ мониторинга прибрежных районов морской поверхности с использованием спутникового сигнала GPS в качестве сигнала подсвета имеет хорошую разрешающую способность по дальности и скорости.

Общая структурная схема МП РЛС мониторинга морских акваторий в прибрежных районах представлена на рис. 8. МП РЛС включает в себя систему бистатической ПКЛ (N станций) на основе спутниковых сигналов подсвета ГНСС, модули автоматической идентификационной системы судов (АИС), систему береговых активных РЛС и другие системы радиолокационной информации (РЛИ). Информация от отдельных датчиков всех систем после предварительной обработки передается по каналам связи в устройство совместной обработки и центр обработки информации (УСО и ЦОИ), где комплексируется, отображается на индикаторах оператора, передается потребителям и архивируется. Не все суда оснащены системами АИС, а активные РЛС мониторинга морской поверхности имеют ограниченную зону наблюдения. Это приводит к ограничениям при наблюдении за действиями всех объектов в прибрежных районах.

Обсуждение. Рассмотренная система бистатической ПКЛ с использованием в качестве подсвета спутниковых сигналов может быть задействована в составе МП РЛС мониторинга морских акваторий в районах интенсивного судоходства для обеспечения безопасности движения судов, оперативного контроля морских работ в открытом море, быстрого анализа обстановки на море при аварий-

ной ситуации. МП РЛС, включающая в себя подсистему бистатической ПКЛ с использованием спутниковых сигналов подсвета, дает ряд дополнительных преимуществ:

- увеличение зоны наблюдения;
- повышение точности и надежности оценивания параметров объекта наблюдения;
- улучшение характеристик траекторного сопровождения;
- возможность комбинирования разнотипных датчиков, предоставляющих существенно различную информацию об объекте наблюдения;
- повышение устойчивости работы комплекса при сбоях в функционировании отдельных РЛС, что выражается в увеличении его живучести и помехоустойчивости.

Внедрением в МП РЛС системы бистатической ПКЛ с использованием спутниковых сигналов можно повысить эффективность решения задачи непрерывного информационного обеспечения безопасности движения судоходства и морской деятельности в прибрежных районах.

Таким образом, рассмотрены существующие методы повышения уровня мощности спутниковых сигналов на входе приемного устройства; предложен общий алгоритм обработки сигналов, учитывающий многопозиционность системы; рассмотрен процесс вычисления ВФН в системе бистатической ПКЛ с использованием спутникового сигнала GPS С/А-кода для задач мониторинга прибрежных районов морской поверхности. Рассмотрен вопрос интеграции ПКЛ в составе многопозиционной радиолокационной системы мониторинга морских акваторий в районах интенсивного судоходства. В дальнейшем предполагается изготовление опытного образца бистатической ПКЛ на основе спутниковых сигналов и ее практическая апробация в процессе проведения экспериментальных исследований в реальных условиях.

Список литературы

1. Howland P. E., Maksimiuk D., Reitsma G. FM radio based bistatic radar // IEE proceedings-radar, sonar and navigation. 2005. Vol. 152, № 3. P. 107–115. doi: 10.1049/ip-rsn:20045077
2. Over the horizon maritime surveillance capability of DVB-T based passive radar / D. Langellotti, F. Colone, P. Lombardo, E. Tilli, M. Sedehi, A. Farina // 11th European Radar Conf. Roma, Italy, 8–10 Oct. 2014. IEEE, 2014. P. 1812–1815. doi: 10.1109/EuRAD.2014.6991319
3. Conti M., Moscardini C., Capri A. Dual-polarization DVB-T passive radar: Experimental results // 2016 IEEE Ra-

- dar Conf. Philadelphia, USA, 2–6 May 2016. IEEE, 2014. P. 1–5. doi: 10.1109/RADAR.2016.7485126
4. Tan D. K. P., Hongbo Sun, Yilong Lu. Sea and air moving target measurements using a GSM based passive radar // 2005 IEEE Intern. radar conf. Arlington, USA, 9–12 May 2005. IEEE, 2005. 4 p. doi: 10.1109/RADAR.2005.1435932
5. Pisciotto I., Pastina D., Cristallini D. DVB-S based passive radar imaging of ship targets // 20th Intern. Radar Symp. (IRS). Ulm, Germany, 26–28 June 2019. IEEE, 2019. P. 1–7. doi: 10.23919/IRS.2019.8768097

6. Pisciotano I., Cristallini D., Pastina D. Maritime target imaging via simultaneous DVB-T and DVB-S passive ISAR // IET radar, sonar and navigation. 2019. Vol. 3. P. 1479–487. doi: 10.1049/iet-rsn.2018.5622

7. Нгуен Ван Куан, Маркелова М. А., Веремьев В. И. Анализ возможности использования спутниковых сигналов подсвета для пассивной радиолокационной системы // Вестн. Новгород. гос. ун-та. Сер. Технические науки. 2019. № 4 (116). С. 86–91. doi: 10.34680/2076-8052.2019.4(116).86-91

8. Maritime moving target long time integration for GNSS-based passive bistatic radar / D. Pastina, F. Santi, F. Pieralice, M. Bucciarelli, H. Ma, D. Tzagkas, M. Antoniou, M. Cherniakov // IEEE transactions on aerospace and electronic systems. 2018. Vol. 54, iss. 6. P. 3060–3083. doi: 10.1109/TAES.2018.2840298

9. GNSS-based passive radar for maritime surveillance: Long integration time MTI technique / F. Pieralice, F. Santi, D. Pastina, M. Bucciarelli, M. Hui, A. Michail, M. Cherniakov // 2017 IEEE Radar conf. Seattle, USA, 8–12 June 2017. IEEE, 2017. P. 508–513. doi: 10.1109/RADAR.2017.7944256

10. Hui M., Michail A., Andrew G. S. Maritime moving target localization using passive GNSS-based multistatic radar // IEEE Transactions on Geoscience and Remote

Sensing. 2018. Vol. 56, iss. 8. P. 4808–4819. doi: 10.1109/TGRS.2018.2838682

11. Multi-transmitter ship target detection technique with GNSS-based passive radar / F. Pieralice, D. Pastina, F. Santi, M. Bucciarelli // Intern. conf. on radar systems (Radar 2017). Belfast, UK, Oct. 2017. 6 p. doi: 10.1049/cp.2017.0418

12. Passive radar array with low-power satellite illuminators based on fractional Fourier transform / Z. Li, F. Santi, D. Pastina, P. Lombardo // IEEE sensors j. 2017. Vol. 17, iss. 24. P. 8378–8394. doi: 10.1109/JSEN.2017.2765079

13. Пассивная когерентная радиолокация / А. В. Бархатов, В. И. Веремьев, Е. Н. Воробьев и др. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2016. 164 с.

14. Global positioning systems directorate systems engineering & integration IS-GPS-200. Navstar GPS space segment/navigation user segment interfaces. 21 Sept. 2011. 200 p.

15. GPS signal acquisition and sensitivity analysis using different algorithms on a software receiver / A. Rakipi, B. Kamo, S. Cakaj, A. Lala, I. Shinko // 7th Intern. conf. on computational intelligence, communication systems and networks (CICSyN). Riga, Latvia, 3–5 June 2015. IEEE, 2015. № 27. P. 97–102. doi: 10.1109/CICSyN.2015.27

Информация об авторе

Нгуен Ван Куан – инженер по направлению "Специальные радиотехнические системы" (2018), аспирант кафедры радиотехнических систем факультета радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) и Государственного технического университета им. Ле Куй Дона (Ханой, Вьетнам). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – радиолокационные системы мониторинга.

Адрес: Государственный технический университет им. Ле Куй Дона, 236 Хоанг Куок Вьет, Ко Нхуэ, Бак Ты Лиэм, Ханой, Вьетнам

E-mail: quanvnath@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0003-3644-0932>

Referenses

1. Howland P. E., Maksimiuk D., Reitsma G. FM Radio Based Bistatic Radar. IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation. 2005, vol. 152, no. 3, pp. 107–115. doi: 10.1049/ip-rsn:20045077

2. Langellotti D., Colone F., Lombardo P., Tilli E., Sedei M., Farina A. Over the Horizon Maritime Surveillance Capability of DVB-T Based Passive Radar. 11th European Radar Conf. Roma, Italy, 8–10 Oct. 2014. IEEE, 2014, pp. 1812–1815. doi: 10.1109/EuRAD.2014.6991319

3. Conti M., Moscardini C., Capri A. Dual-Polarization DVB-T Passive Radar: Experimental Results. 2016 IEEE Radar Conf. Philadelphia, USA, 2–6 May 2016. IEEE, 2014, pp. 1–5. doi: 10.1109/RADAR.2016.7485126

4. Tan D. K. P., Hongbo Sun, Yilong Lu. Sea and air moving target measurements using a GSM based passive radar. 2005 IEEE Intern. radar conf. Arlington, USA, 9–12 May 2005. IEEE, 2005, 4 p. doi: 10.1109/RADAR.2005.1435932

5. Pisciotano I., Pastina D., Cristallini D. DVB-S Based Passive Radar Imaging of Ship Targets. 20th Intern. Radar Symp. (IRS). Ulm, Germany, 26–28 June 2019. IEEE, 2019, pp. 1–7. doi: 10.23919/IRS.2019.8768097

6. Pisciotano I., Cristallini D., Pastina D. Maritime Target Imaging via Simultaneous DVB-T and DVB-S Passive ISAR. IET Radar, Sonar and Navigation. 2019, vol. 3, pp. 1479–487. doi: 10.1049/iet-rsn.2018.5622

7. Nguyen Van Quan, Markelova M. A., Veremyev V. I. On the Satellite Systems Signals as Sources of Illumination for the Bistatic Radar System. *Vestn. Novgorod. gos. un-ta. Ser.: Tekhnicheskie nauki*. 2019, no. 4 (116), pp. 86–91. doi: 10.34680/2076-8052.2019.4(116).86-91 (In Russ.)

8. Pastina D., Santi F., Pieralice F., Bucciarelli M., Ma H., Tzagkas D., Antoniou M., Cherniakov M. Maritime Moving Target Long Time Integration for GNSS-Based Passive Bistatic Radar. IEEE Transactions on Aerospace and Elec-

tronic Systems. 2018, vol. 54, iss. 6, pp. 3060–3083. doi: 10.1109/TAES.2018.2840298

9. Pieralice F., Santi F., Pastina D., Bucciarelli M., Hui M., Michail A., Cherniakov M. GNSS-Based Passive Radar for Maritime Surveillance: Long Integration Time MTI Technique. 2017 IEEE Radar Conf. Seattle, USA, 8–12 June 2017. IEEE, 2017, pp. 508–513. doi: 10.1109/RADAR.2017.7944256

10. Hui M., Michail A., Andrew G. S. Maritime Moving Target Localization Using Passive GNSS-Based Multistatic Radar. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2018, vol. 56, iss. 8, pp. 4808–4819. doi: 10.1109/TGRS.2018.2838682

11. Pieralice F., Pastina D., Santi F., Bucciarelli M. Multi-Transmitter Ship Target Detection Technique with GNSS-Based Passive Radar. Intern. Conf. on Radar Systems (Radar 2017). Belfast, UK, Oct. 2017, 6 p. doi: 10.1049/cp.2017.0418

12. Li Z., Santi F., Pastina D., Lombardo P. Passive Radar Array with Low-Power Satellite Illuminators Based on Fractional Fourier Transform. IEEE Sensors Journal. 2017, vol. 17, iss. 24, pp. 8378–8394. doi: 10.1109/JSEN.2017.2765079

13. Barkhatov A. V., Verem'ev V. I., Vorob'ev E. N., Konovalov A. A., Kovalev D. A., Kutuzov V. M., Mikhailov V. N. *Passivnaya kogerentnaya radiolokatsiya* [Passive Coherent Radar]. SPb., SPbGETU "LETI", 2016, 164 p. (In Russ.)

14. Global Positioning Systems Directorate Systems Engineering & Integration IS-GPS-200. Navstar GPS Space Segment/Navigation User Segment Interfaces. 21, Sept. 2011. 200 p.

15. Rakipi A., Kamo B., Cakaj S., Lala A., Shinko I. GPS signal acquisition and sensitivity analysis using different algorithms on a software receiver. 7th Intern. Conf. on Computational Intelligence, Communication Systems and Networks (CICSyN). Riga, Latvia, 3–5 June 2015. IEEE, 2015, no. 27, pp. 97–102. doi: 10.1109/CICSyN.2015.27

Information about the author

Nguyen Van Quan, engineer on special radio systems (2018), PhD student of the Department of Radio Engineering Systems in Saint Petersburg Electrotechnical University and in Le Quy Don Technical University (Hanoi, Vietnam). The author of 1 scientific publication. Area of expertise: radar monitoring systems.
Address: Le Quy Don Technical University, 236 Co Nhue, Bac Tu Liem, Ha Noi, Viet Nam
E-mail: quanvnhath@gmail.com
<https://orcid.org/0000-0003-3644-0932>

Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника

УДК 536.2.02

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-3-53-61>

Исследование распространения теплового потока в теплопроводящих оксидных подложках с различной теплопроводностью методом линейного источника тепла

И. А. Врублевский¹, К. В. Чернякова², Е. Н. Муратова^{3✉}, Н. В. Лушпа¹

¹ Учреждение образования "Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники", Минск, Республика Беларусь

² Государственный научный институт Центр физических наук и технологий, Вильнюс, Литва

³ Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉ sokolovaeknik@yandex.ru

Аннотация

Введение. Для контролируемого управления тепловыми процессами устройств силовой электроники важной задачей является повышение эффективности отвода тепла от активных компонентов.

Цель работы. Представление нового подхода к размещению линейного источника тепла контактного типа на поверхности тонких образцов с целью исследования особенностей распространения тепловых потоков в оксидных подложках из материалов с различной теплопроводностью.

Методы. Представлены результаты исследований особенностей распространения тепловых потоков в оксидных подложках с различной теплопроводностью (ситалл и поликор). Для генерации теплового потока использовался линейный источник тепла, в качестве которого применялась электропроводящая углеродная нить.

Результаты. Получены термограммы и профили распределения температуры в различные промежутки времени нагрева на поверхности подложки с элементом нагрева и на ее обратной стороне. Показано, что размещение линейного источника тепла на основе электропроводящей углеродной нити на поверхности исследуемых образцов и мониторинг во времени термограмм с двух противоположных поверхностей позволяют получить данные для оценки эффективности тепловых свойств оксидных подложек. Распространение теплового потока в однородном материале вблизи места генерации имеет вид конуса тепловой трубы с основанием на поверхности с источником тепла. Тепловой конус для керамики имеет больший угол наклона, чем в случае ситалла.

Заключение. Полученные результаты позволили предложить способ снижения теплового сопротивления теплопроводящей подложки за счет создания условий для увеличения площади теплопроводящего сечения.

Ключевые слова: оксидная керамика, поликор, ситалл, тепловой поток, теплопроводность, термограммы, линейный источник тепла

Для цитирования: Исследование распространения теплового потока в теплопроводящих оксидных подложках с различной теплопроводностью методом линейного источника тепла / И. А. Врублевский, К. В. Чернякова, Е. Н. Муратова, Н. В. Лушпа // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 3. С. 53–61. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-53-61

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации МК-2268.2020.8 и проекта БРФФИ № Ф19В-010.

Статья поступила в редакцию 31.03.2020; принята к публикации после рецензирования 10.05.2020; опубликована онлайн 29.06.2020

© Врублевский И. А., Чернякова К. В., Муратова Е. Н., Лушпа Н. В., 2020



Контент доступен по лицензии Creative Commons Attribution 4.0 License
This work is licensed under a Creative Commons Attribution 4.0 License

Investigation of Heat Flux Propagation in Heat-Conducting Oxide Substrates with Different Heat Conductivity by the Linear Heat Source Method

Igor A. Vrublevsky¹, Katsiaryna V. Chernyakova²,
Ekaterina N. Muratova³✉, Nikita V. Lushpa¹

¹ Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

² Center for Physical Science and Technology, Vilnius, Lithuania

³ Saint Petersburg Electrotechnical University, St Petersburg, Russia

✉ sokolovaeknik@yandex.ru

Abstract

Introduction. For controlled thermal management of power electronics devices, an important task is to increase the efficiency of heat removal from active components.

Aim. To introduce a new approach to placing a linear contact-type heat source on the surface of thin samples in order to study the features of propagation of heat fluxes in oxide substrates from materials with different thermal conductivities.

Methods and materials. The paper presents the results of studies of the propagation of heat fluxes in oxide substrates with different thermal conductivity (glassceramic and aluminum oxide ceramic - polycor). To generate the heat flux, a linear heat source was used, for which an electrically conductive carbon fiber was applied.

Results. Thermograms and temperature distribution profiles were obtained at different periods of heating time on the surface of the substrate with a heating element and on its reverse side. It was shown that the placement of the linear heat source, implemented using an electrically conductive carbon filament, on the surface of the studied samples and time monitoring of thermograms from two opposite surfaces of the samples allowed to obtain data for evaluating the thermal properties of oxide substrates. The distribution of the heat flux in a homogeneous material near the generation point had the form of a cone of a heat pipe with a base on the surface with a heat source. The thermal cone for an aluminum oxide ceramic substrate had a larger angle of inclination than that in the case of glassceramic.

Conclusion. The results obtained allowed to propose a method for reduction of thermal resistance of a heat-conducting substrate by creating conditions for increasing the area of heat-conducting section.

Keywords: oxide ceramics, aluminum oxide ceramic, glassceramic, heat flux, thermal conductivity, thermograms, linear heat source

For citation: Vrublevsky I. A., Chernyakova K. V., Muratova E. N., Lushpa N. V. Investigation of Heat Flux Propagation in Heat-Conducting Oxide Substrates with Different Heat Conductivity by the Linear Heat Source Method. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 3, pp. 53–61. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-53-61

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Acknowledgments. This work was supported by a grant from the President of the Russian Federation MK-2268.2020.8 and the project BRFFR No. F19V-010.

Submitted 31.03.2020; accepted 10.05.2020; published online 29.06.2020

Введение. Для управления мощными электрическими процессами в устройствах силовой электроники необходимо использовать эффективные решения для отвода тепла от активных компонентов, расположенных на монтажных диэлектрических подложках [1–7]. Одним из таких решений является использование теплопроводящих подложек с высокой теплопроводностью [8, 9].

Информация о тепловых свойствах подложки и особенностях отвода тепла в ее объеме необходима для управления режимами работы устройств мощной силовой электроники.

В реальных условиях распределение тепловых потоков внутри монтажной подложки не является равномерным. Это связано с наличием горячих точек на подложке, в которых происходит

повышенное тепловыделение. Оптимизация вопросов применения подложек в устройствах силовой электроники выводит на первый план задачу определения в их объеме реальной формы тепловых потоков [10], которые генерируются активными полупроводниковыми компонентами на поверхности.

Для регистрации температуры поверхности используются оптические методы контроля, в частности тепловизионные [11–14]. Они позволяют визуализировать процессы распространения тепла на поверхности подложки и оценить ее тепловые характеристики. Достоинством таких методов является относительная простота проведения эксперимента и возможность регистрации тепловой картины в реальном масштабе времени.

Целью настоящей статьи является изучение процессов распространения тепловых потоков в теплопроводящих оксидных подложках с различной теплопроводностью (ситалл и поликор), создаваемых с помощью линейного источника тепла на их поверхности.

Материалы и методы. В экспериментах по исследованию тепловых свойств использовались два типа теплопроводящих подложек: алюмооксидная керамика марки ВК100 (поликор) из поликристаллического Al_2O_3 (99.6 %) с коэффициентом теплопроводности 30 Вт/(м·К) и толщиной 0.5 мм и ситалл марки СТ50-1 толщиной 0.5 мм с оксидным составом SiO_2 (60.5 %), Al_2O_3 (13.5 %), CaO (8.5 %), MgO (7.5 %) и TiO_2 (10.0 %), в котором микрокристаллы рутила ($\alpha\text{-TiO}_2$) и кордиерита ($2\text{MgO} - 2\text{Al}_2\text{O}_3 - 5\text{SiO}_2$) являются основным компонентом, с коэффициентом теплопроводности 1.4 Вт/(м·К). Из подложек вырезались образцы размером 60 × 24 мм. На поверхности образцов размещался линейный источник, выделявший тепло при прохождении электрического тока. В качестве элемента нагрева использовалась углеродная электропроводящая нить (вискозная техническая нить) [9, 15]. Подготовленные отрезки нити из углеродного волокна размерами 110 × 4 × 0.06 мм имели сопротивление 60 Ом. Концы нитей металлизировались слоем меди (толщина 30 мкм, гальваническое осаждение). Нить с металлизированными концами размещалась на поверхности подложки и фиксировалась специальной стеклотканью (стеклово-

локном, пропитанным эпоксидной смолой). Длина нагревателя позволяет изогнуть его, охватывая весь периметр прямоугольного исследуемого образца.

Для получения термограмм с поверхности подложки использовалась тепловизионная камера MobIR4. После подачи питания на нагревательный элемент с интервалом в 5 с проводилась съемка термограмм поверхности подложки для получения картины температурного поля. Для получения сравнимых результатов экспериментов на подложку из керамики, имеющей больший коэффициент теплопроводности, подавалась большая мощность: 6.8 Вт по сравнению с 3.5 Вт, подаваемыми на подложку из ситалла. При этом во всех экспериментах фиксировались изотермические картины теплового поля температуры 30 °С.

Распределение температур на поверхности подложки в различные промежутки времени нагрева использовалось для определения скорости распространения теплового потока в продольном направлении.

Результаты. В ходе исследований получены картины распространения теплового потока от линейного источника тепла в подложках из материалов с различной теплопроводностью. Снимались термограммы распределения температуры на стороне с линейным источником тепла и на обратной стороне в одинаковые промежутки времени нагрева. На рис. 1 представлены термограммы распределения температуры, снятые для двух поверхностей подложек из ситалла и керамики на пятой секунде нагрева.

Как известно, теплота, выделяемая линейным источником, расположенным на поверхности подложки, распространяется от источника одинаково во всех направлениях [16, 17]. Такой нагрев определяет характер распределения температур в подложке в различные промежутки времени. Термограммы, представленные на рис. 1, отчетливо демонстрируют отпечаток теплового профиля рисунка линейного нагревательного элемента на обратной стороне подложки. В то же время температура отпечатка профиля более низкая, чем температура источника нагрева на противоположной поверхности подложки (рис. 2). Штриховой линией показана изотерма 30 °С, изменение положения которой со временем рассмотрено далее. На рис. 2, в ее нет, так как профиль температуры обратной стороны керамики проходит выше изотермы.

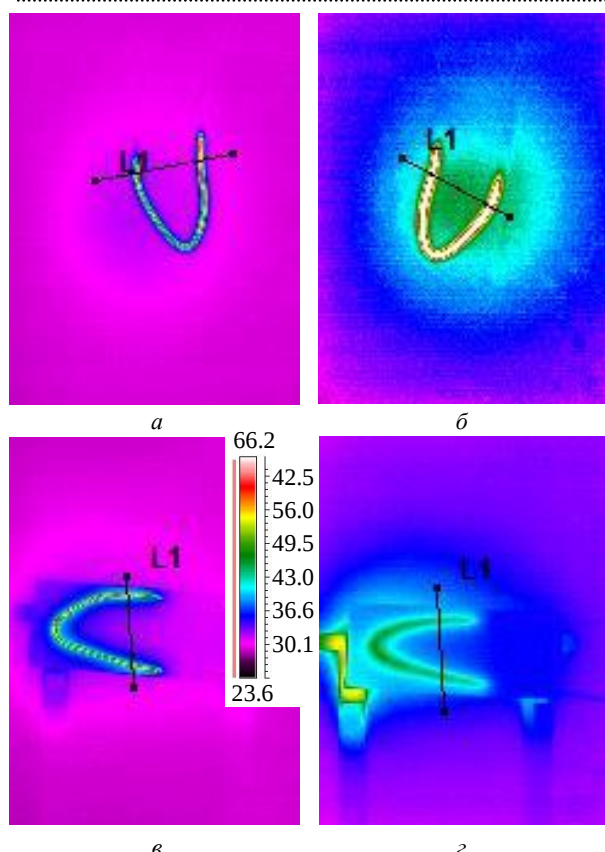


Рис. 1. Термограммы поверхности подложек на пятой секунде нагрева: а, в – сторона расположения линейного источника тепла; б, г – обратная сторона; а, б – подложка из ситалла; в, г – подложка из керамики

Fig. 1. Thermograms of the substrates surface at the fifth second of heating: а, в – side of the linear heat source location; б, г – the reverse side; а, б – sitall substrate; в, г – ceramic substrate

Можно отметить, что в случае ситалла СТ50-1 почти вся поверхность подложки в течение первых 5 с не успевает нагреться (сохраняет свою исходную температуру), за исключением участка, где расположен линейный источник тепла. Для керамики тепловая картина имеет другой вид: в результате нагрева большая часть поверхности подложки нагревается и приобретает температуру, значение которой выше исходной. Наблюдаемые различия в картине нагрева для времени 5 с хорошо согласуются с более низкой теплопроводностью подложки из ситалла СТ50-1 по сравнению с подложкой из керамики [18, 19], что в итоге и приводит к такому результату.

Для количественной оценки скорости распространения тепла в подложке необходимо определить температурное поле, создаваемое линейным источником тепла на двух поверхностях, в различные промежутки времени. На рис. 2 показаны кривые

такого поля на поверхностях из ситалла и керамики для нескольких моментов времени.

Вследствие изотропного распространения тепла в объеме материала при одностороннем нагреве отпечаток профиля элемента нагрева на обратной стороне подложки расплывается (расширяется). Кроме того, его температура меньше, чем на стороне с элементом нагрева. Например, в случае ситалла для левой петли нагревательного элемента на стороне подложки с элементом нагрева максимум температуры на пятой и двадцатой секундах составляет 60.8 и 93.5 °С, а на противоположной стороне подложки под этим элементом – 33.5 и 70 °С соответственно. Более выражен такой эффект для подложки из керамики, которая обладает более высоким коэффициентом теплопроводности.

Наглядное представление о распространении тепла в материале подложки можно получить из изотермических линий для различных интервалов нагрева. На рис. 3 показано изменение положения изотермических линий с температурой 30 °С относительно линейного источника тепла с увеличением длительности нагрева (τ) для подложки из ситалла и керамики. По горизонтальной оси отложено расстояние от точечного источника тепла в обоих направлениях. Толщина подложки представлена условно.

Как видно из рис. 3, в начальный период нагрева (5 с) как в ситалле, так и в керамике распространение теплового потока в материале подложки имеет вид конуса тепловой трубы [20] с основанием на поверхности с тепловым источником. С увеличением времени нагрева из-за отражения тепла от противоположной относительно теплового источника поверхности возникает взаимодействие падающих и отраженных тепловых волн в объеме подложки. Это является причиной исчезновения теплового конуса (для ситалла и керамики на пятнадцатой и десятой секундах соответственно), и дальше тепловой фронт распространяется с одинаковой скоростью во всем объеме подложки. Важно отметить, что тепловой конус в случае керамики (материала с большей теплопроводностью) имеет больший угол наклона, чем для ситалла (материала с меньшей теплопроводностью).

Анализ теплового рассеивания подложки из керамики, и в частности формы ее теплового конуса,

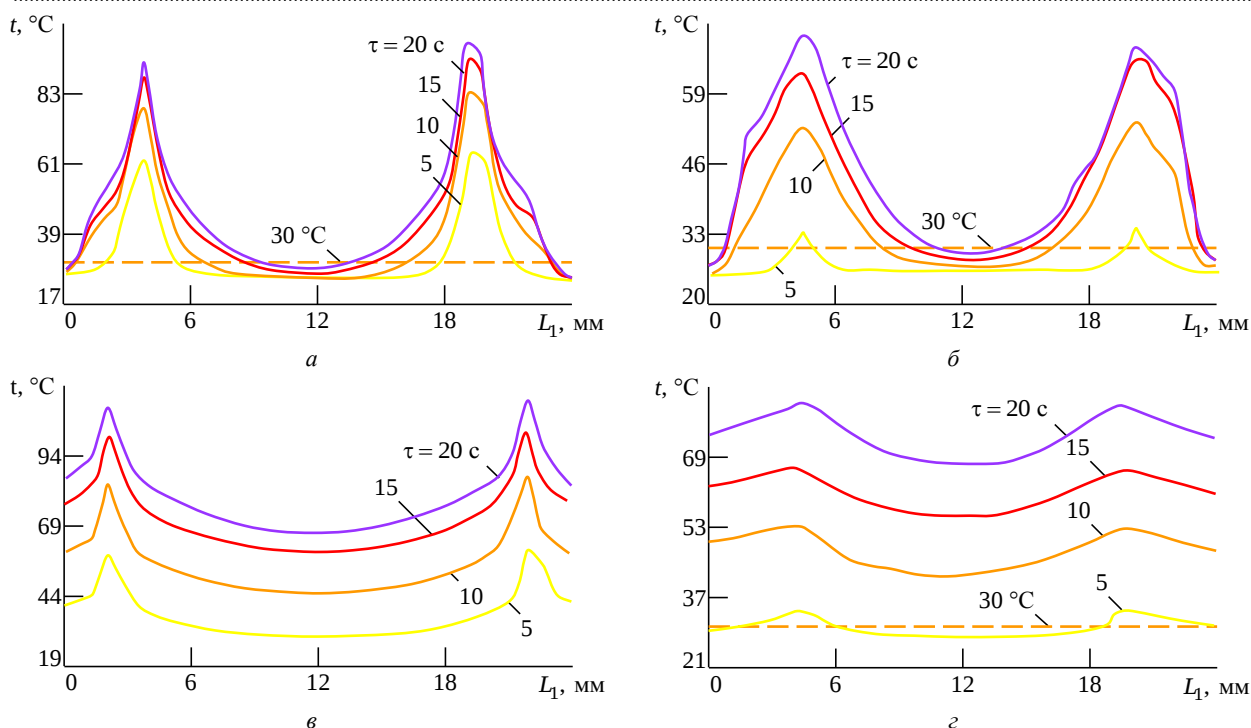


Рис. 2. Температурные профили поверхности подложки для различного времени нагрева: а, в – сторона расположения линейного источника тепла; б, г – обратная сторона; а, б – подложка из ситалла; в, г – подложка из керамики

Fig. 2. Temperature profiles of the substrate surface for different time heating: а, в – side of the linear heat source location; б, г – the reverse side; а, б – sital substrate; в, г – ceramic substrate

показал, что металлизация обратной стороны подложки может значительно улучшить тепловые характеристики за счет более быстрого нагрева обратной стороны и создания условий для равномерного распространения теплового потока в объеме без образования теплового конуса.

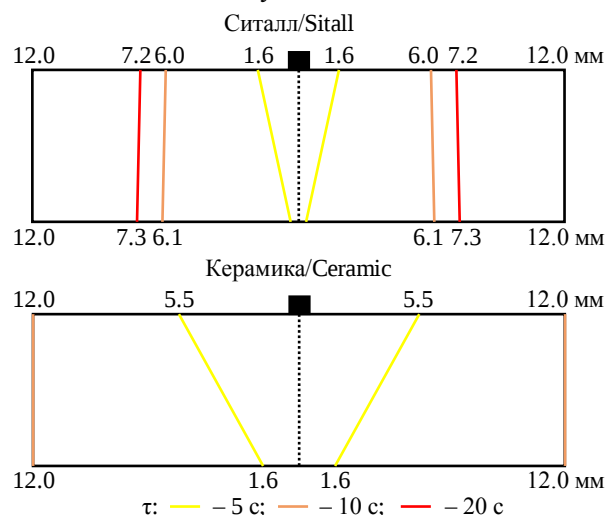


Рис. 3. Изменение положения изотерм плоского температурного профиля с температурой 30 °C относительно линейного источника тепла на поверхности с элементом нагрева (■) и на обратной стороне

Fig. 2. Change in the position of isotherms of a flat temperature profile with a temperature of 30 °C relative to a linear heat source on the surface with a heating element (■) and on the reverse side

Как наглядно показано на рис. 3, при увеличении теплопроводности материала скорость распространения теплового потока от источника тепла в материале в направлении, параллельном поверхности образца, заметно возрастает. Это позволяет предположить, что, если в качестве материала выбрать медь (материал металлизации, имеющий высокую теплопроводность), скорость распространения потока тепла в нем многократно возрастет. Поэтому если материал образца будет многослойным: один слой из материала с низкой теплопроводностью и второй – из материала с высокой теплопроводностью, то картина распространения тепла будет существенно отличаться от однослойного образца из материала с низкой теплопроводностью. Это является темой дальнейших исследований авторов.

Решение с применением металлизации обратной стороны подложки позволяет использовать весь объем подложки из керамики для теплового рассеивания, т. е. увеличить площадь теплопроводящего сечения, что в результате приводит к уменьшению теплового сопротивления. Подложки из керамики с металлизированной обратной стороной могут найти применение для улучшения тепловых режимов работы устройств силовой

электроники с активными элементами на монтажных подложках.

Заключение. В настоящей статье представлены результаты исследований распространения теплового потока в теплопроводящих оксидных подложках с различной теплопроводностью (ситалл и поликор). Для генерации теплового потока использовался линейный источник тепла, в качестве которого применялась электропроводящая углеродная нить.

Получены термограммы и профили распределения температуры в различные промежутки времени нагрева на поверхности подложки с элементом нагрева и на ее обратной стороне. Показано, что в формировании картины теплового поля важную роль играет коэффициент теплопроводности подложки. Распространение теплового потока в однородном материале вблизи точки генерации имеет вид конуса тепловой трубы с ос-

нованием на поверхности с источником тепла. Тепловой конус для подложки из керамики имеет больший угол наклона, чем в случае ситалла.

Анализ теплового рассеивания подложки из керамики, и в частности формы ее теплового конуса, показал, что металлизация обратной стороны подложки может значительно улучшить ее тепловые характеристики. В этом случае за счет более быстрого нагрева обратной стороны создаются условия для равномерного распространения теплового потока в объеме без образования теплового конуса, т. е. увеличивается площадь теплопроводящего сечения для эффективного теплоотвода.

Подложки из керамики с металлизированной обратной стороной могут найти применение для улучшения тепловых режимов работы устройств силовой электроники с активными элементами на монтажных подложках.

Авторский вклад

Врублевский Игорь Альфонсович – выработка концепции, разработка методологии, общее руководство, оценка результатов, написание рабочего варианта.

Чернякова Катерина Владимировна – предварительный анализ, проведение исследований, обработка результатов, подготовка специализированного программного обеспечения.

Муратова Екатерина Николаевна – оценка результатов, работа со списком литературы, редактирование и оформление статьи, взаимодействие с редакцией журнала.

Лушпа Никита Васильевич – изготовление образцов, обработка результатов, подготовка специализированного программного обеспечения, написание рабочего варианта.

Author's contribution

Igor A. Vrublevsky, concept development, methodology development, general management, assessment of results, writing a working version.

Katsiaryna V. Chernyakova, preliminary analysis, research, processing of results, preparation of specialized software.

Ekaterina N. Muratova, assessment of results, work with references, editing and design of an article, interaction with the editorial staff.

Nikita V. Lushpa, production of samples, processing of results, preparation of specialized software, writing a working version.

Список литературы

1. Yeh L. T. Review of Heat Transfer Technologies in Electronic Equipment // J. Electron. Packag. 1995. Vol. 117, iss. 4. P. 333–339. doi: 10.1115/1.2792113

2. Heat Transfer in Electronic Packages. Microelectronics Packaging Handbook / R. E. Simons, V. W. Antonetti, W. Nakayama, S. Oktay. Boston: Springer, 1997. P. 314–403. doi: 10.1007/978-1-4615-4086-1_4

3. Schelling P. K., Shi Li, Kenneth E. G. Managing heat for electronics // Materials Today. 2005. Vol. 8, iss. 6. P. 30–35. doi: 10.1016/S1369-7021(05)70935-4

4. Гриднев В. Н., Миронова Ж. А., Шахнов В. А. Обеспечение качества компоновки монтажных контактных площадок высокоплотной коммутационной

платы // Надежность и качество сложных систем. 2014. Т. 4, № 8. С. 19–25.

5. Семенцов С. Г., Гриднев В. Н., Сергеева Н. А. Тепловизионные методы оценки влияния температурных режимов на надежность электронной аппаратуры // Вестн. МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2016. № 1. С. 3–14. doi: 10.18698/0236-3933-2016-1-3-14

6. Исследование распространения тепла в плате из алюминия с нанопористым анодным оксидом алюминия тепловизионным методом / Х. Т. Динь, Н. В. Лушпа, Е. В. Чернякова, И. А. Врублевский // Докл. БГУИР. 2019. № 1. С. 119.

7. Симин А., Холодняк Д., Вендик И. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой отжига // Компоненты и технологии. 2005. № 5. С. 190–196.
8. Теплопроводящие платы на основе алюминия с наноструктурированным слоем Al_2O_3 для изделий силовой электроники / Е. Н. Муратова, В. А. Мошников, В. В. Лучинин, А. А. Бобков, И. А. Врублевский, К. В. Чернякова, Е. И. Теруков // Журн. техн. физики. 2018. Т. 88, вып. 11. С. 1678. doi: 10.21883/JTF.2018.11.46629.2480
9. Investigation of the efficiency of the heat dissipation for the heat-conducting circuit boards made of aluminum with the nanoporous alumina layer / S. Andreev, K. Chemyakova, B. Tzaneva, V. Videkov, I. Vrublevsky // 40th Intern. Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE). Sofia, Bulgaria, 10–14 May 2017. Piscataway: IEEE, 2017. P. 1–6. doi: 10.1109/ISSE.2017.8000899
10. Research on modeling of heat source for electron beam welding fusion-solidification zone/ Ya. Wang, P. Fu, Yo. Guan, Zh. Lu, Yi. Wei // Chinese J. of Aeronautics. 2013. Vol. 26, iss. 1. P. 217–223. doi: 10.1016/j.cja.2012.12.023
11. Applying infrared thermography to study the heating of 2024-T3 aluminium specimens under fatigue loading / M. Pastor, X. Balandraud, M. Grèdiac, J. Robert // Infrared Phys. Technol. 2008. Vol. 51, iss. 6. P. 505–515. doi: 10.1016/j.infrared.2008.01.001
12. Диагностика теплофизических свойств и контроль качества изделий из высокотеплопроводных материалов / В. В. Герасютенко, В. А. Кораблев, Д. А. Минкин, А. В. Шарков // Науч.-техн. вестн. информац. технологий, механики и оптики. 2019. Т. 19, № 1. С. 82–86.
13. Корольков А. П., Ульяновский А. А., Печенова Н. Н. Тепловизионная диагностика микросистемных компонентов // Вестн. Санкт-Петерб. ун-та Государственной противопожарной службы МЧС России. 2014. Т. 4. С. 8–12.
14. Infrared thermography for temperature measurement and non-destructive testing / R. Usamentiaga, P. Venegas, J. Guerediaga, L. Vega, J. Molleda, F. G. Bulnes // Sensors (Basel). 2014. Vol. 14, iss. 7. P. 12305–12348. doi: 10.3390/s140712305
15. Improvement of the thermal characteristics of the electric heater in the architecture with aluminum, nanoporous alumina and resistive component of carbon fiber/ I. Vrublevsky, K. Chernyakova, V. Videkov, A. Tuchkovsky // Nanoscience & Nanotechnology. 2016. № 1. P. 1–2. doi: 10.1016/B978-1-4557-3195-4.00001-1
16. Kim H. T. High Thermal Conductivity Ceramics and Their Composites for Thermal Management of Integrated Electronic Packaging // Book Chapter. 27 Jun 2018. Heat Transfer – Models, Methods and Applications. doi: 10.5772/intechopen.75798
17. Effect of alumina concentration on thermal and structural properties of mas glass and glass-ceramics / M. Goswami, A. Sarkar, B. I. Sharma, V. K. Shrikhande, G. P. Kothiyal // J. Therm Anal Calorim. 2004. Vol. 78, iss. 3. P. 699–705. doi: 10.1007/s10973-005-0435-0
18. Chang Z.D., Ma Z. Effect of Anisotropic Conductive Properties on Heat Transfer and Temperature Distribution of Coatings and Substrates // Key Engineering Materials 2012. Vol. 512–515. P. 1045–1050. doi: 10.4028/www.scientific.net/kem.512-515.1045
19. James B. W., Harrison P. Analysis of the temperature distribution, heat flow and effective thermal conductivity of homogeneous composite materials with anisotropic thermal conductivity // J. of Physics D Applied Physics. 1992. Vol. 25, iss. 9. P. 1298–1303. doi: 10.1088/0022-3727/25/9/003
20. Kang S., Choi J. Y., Choi S. Mechanism of Heat Transfer through Porous Media of Inorganic Intumescent Coating in Cone Calorimeter Testing // Polymers. 2019. Vol. 11, iss. 2. P. 221. doi: 10.3390/polym11020221

Информация об авторах

Врублевский Игорь Альфонсович – кандидат технических наук (2001), доцент Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР), заведующий лабораторией. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – электрохимия; физика поверхности; анодирование алюминия; пористые пленки; углеродсодержащие анодные пленки; оптические свойства; сенсоры; нанодиагностика. Адрес: Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, ул. П. Бровки, д. 6, Минск, 220013, Республика Беларусь
E-mail: vrublevsky@bsuir.edu.by
<http://orcid.org/0000-0002-6796-8994>

Чернякова Катерина Владимировна – кандидат физико-математических наук (2013), доцент Государственного научного института Центра физических наук и технологий, научный сотрудник. Автор 66 научных работ. Сфера научных интересов – электрохимия; физика поверхности; анодирование алюминия; пористые пленки; углеродсодержащие анодные пленки; терморегулирующие покрытия; оптические свойства. Адрес: Государственный научный институт Центр физических наук и технологий, пр. Саванорю, д. 231, Вильнюс, LT-02300, Литва
E-mail: katerinach_85@mail.ru
<https://orcid.org/0000-0002-6616-4353>

Муратова Екатерина Николаевна – кандидат технических наук (2015), ассистент кафедры микро- и наноэлектроники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 39 научных работ. Сфера научных интересов – электрохимическое анодирование; пористые наноматериалы; мембраны; наночастицы; оптические свойства; нанодиагностика; ионно-пучковые нанотехнологии. Адрес: Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
E-mail: Sokolovaeknik@yandex.ru
<https://orcid.org/0000-0002-4181-6669>

Лушпа Никита Васильевич – магистр техники и технологии по направлению "Нанотехнологии и наноматериалы (в электронике)" (2019), младший научный сотрудник Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. Автор девяти научных публикаций. Сфера научных интересов – цифровая обработка изображений нанообъектов; тепловые измерения; анодирование алюминия; пористые пленки.

Адрес: Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, ул. П. Бровки, д. 6, Минск, 220013, Республика Беларусь
E-mail: lushpa@bsuir.by
<https://orcid.org/0000-0002-8224-1697>

References

1. Yeh L. T. Review of Heat Transfer Technologies in Electronic Equipment. *J. Electron. Packag.* 1995, vol. 117, iss. 4, pp. 333–339. doi: 10.1115/1.2792113
2. Simons R. E., An-tonetti V. W., Nakayama W., Oktay S. Heat Transfer in Electronic Packages. *Microelectronics Packaging Handbook*. Boston, Springer, 1997, pp. 314–403. doi: 10.1007/978-1-4615-4086-1_4
3. Schelling P. K., Shi Li, Kenneth E. G. Managing heat for electronics // *Materials Today*, 2005, vol. 8, iss. 6, pp. 30–35. doi: 10.1016/S1369-7021(05)70935-4
4. Gridnev V. N., Mironova Zh. A., Shakhnov V. A. Ensuring quality of configuration of assembly contact sites of the high density switching payment. *J. Reliability and quality of complex systems*. 2014, vol. 4, no. 8, pp. 19–25. (In Russ.)
5. Sementsov S. G., Gridnev V. N., Sergeeva N. A. Infrared thermography methods of assessing temperature effect on reliability of electronic equipment. *Bulletin of the Bauman Moscow State Technical University. Instrumentation series*. 2016, no. 1, pp. 3–14. doi: 10.18698/0236-3933-2016-1-3-14/ (In Russ.)
6. Dinh H. T., Lushpa N. V., Chernyakova K. V., Vrublevsky I. A. Study of distribution of thermal fluxes in a plate of aluminum with nanoporous aluminum oxide by means of thermal imaging measurements. *Rep. Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics*. 2019, no. 1, pp. 119. (In Russ.)
7. Simin A., Kholodnyak D., Vendik I. Multilayer integrated circuits of ultrahigh frequencies based on ceramics with low annealing temperature. *Components and technologies*. 2005, no. 5, pp. 190–196. (In Russ.)
8. Muratova E. N., Moshnikov V. A., Luchinin V. V., Bobkov A. A., Vrublevsky I. A., Chernyakova K. V., Terukov E. I. Heat-conducting aluminum-based boards with a nanostructured layer of Al_2O_3 for power products electronics. *Journal of Technical Physics*. 2018, vol. 88, iss. 11, pp. 1678. doi: 10.21883/JTF.2018.11.46629.2480 (In Russ.)
9. Andreev S., Chemyakova K., Tzaneva B., Videkov V., Vrublevsky I. Investigation of the efficiency of the heat dissipation for the heat-conducting circuit boards made of aluminum with the nanoporous alumina layer. 40th Intern. Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE). Sofia, Bulgaria, 10–14 May 2017, Piscataway, IEEE, 2017, pp. 1–6. doi: 10.1109/ISSE.2017.8000899
10. Wang Ya., Fu P., Guan Yo., Lu Zh., Wei Yi. Research on modeling of heat source for electron beam welding fusion-solidification zone. *Chinese J. of Aeronautics*. 2013, vol. 26, iss. 1, pp. 217–223. doi: 10.1016/j.cja.2012.12.023
11. Pastor M., Balandraud X., Grèdiac M., Robert J. Applying infrared thermography to study the heating of 2024-T3 aluminium specimens under fatigue loading. *Infrared Phys. Technol.* 2008, vol. 51, iss. 6, pp. 505–515. doi: 10.1016/j.infrared.2008.01.001
12. Gerasiyutenko V. V., Korablev V. A., Minkin D. A., Sharkov A. V. Diagnostics of thermophysical properties and quality control for devices made of high thermal conductivity materials. *Scientific and technical Bulletin of information technologies, mechanics and optics*. 2019, vol. 19, no. 1, pp. 82–86. (In Russ.)
13. Korolkov A. P., Ulyanovskiy A. A., Pechenova N. N. Thermal imaging diagnostics of microelectronic components. *Bull. Saint Petersburg University of State Fire Service of Emercom of Russia*. 2014, vol. 4, pp. 8–12. (In Russ.)
14. Usamentiaga R., Venegas P., Guerediaga J., Vega L., Molleda J., Bulnes F. G. Infrared thermography for temperature measurement and non-destructive testing. *Sensors (Basel)*. 2014, vol. 14, iss. 7, pp. 12305–12348. doi: 10.3390/s140712305
15. Vrublevsky I., Chernyakova K., Videkov V., Turchkovsky A. Improvement of the thermal characteristics of the electric heater in the architecture with aluminum, nanoporous alumina and resistive component of carbon

fiber. Nanoscience & Nanotechnology. 2016, no. 1, pp. 1–2. doi: 10.1016/B978-1-4557-3195-4.00001-1

16. Kim H. T. High Thermal Conductivity Ceramics and Their Composites for Thermal Management of Integrated Electronic Packaging. doi: 10.5772/intechopen.75798

17. Goswami M., Sarkar A., Sharma B. I., Shrikhande V. K., Kothiyal G. P. Effect of alumina concentration on thermal and structural properties of mas glass and glass-ceramics. J. Therm Anal Calorim. 2004, vol. 78, iss. 3, pp. 699–705. doi: 10.1007/s10973-005-0435-0

18. Chang Z.D., Ma Z. Effect of Anisotropic Conductive Properties on Heat Transfer and Temperature Distribution

of Coatings and Substrates. Key Engineering Materials 2012, vol. 512–515. pp. 1045–1050. doi: 10.4028/www.scientific.net/kem.512-515.1045

19. James B. W., Harrison P. Analysis of the temperature distribution, heat flow and effective thermal conductivity of homogeneous composite materials with anisotropic thermal conductivity. J. of Physics D Applied Physics. 1992, vol. 25, iss. 9, pp. 1298–1303. doi: 10.1088/0022-3727/25/9/003

20. Kang S., Choi J. Y., Choi S. Mechanism of Heat Transfer through Porous Media of Inorganic Intumescent Coating in Cone Calorimeter Testing. Polymers. 2019, vol. 11, iss. 2, pp. 221. doi: 10.3390/polym11020221

Information about the authors

Igor A. Vrublevsky, Cand. Sci. (Eng.) (2001), Associate Professor, Head of the Laboratory of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR). The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: electrochemistry; surface physics; anodizing aluminum; crystalline films; carbon-containing anode films; optical properties; sensors; nanodiagnostics.

Address: Belarusian State University Informatics and Radio Electronics, 6 P. Brovki St., Minsk 220013, Republic of Belarus

E-mail: vrublevsky@bsuir.edu.by

<http://orcid.org/0000-0002-6796-8994>

Katsiaryna V. Chernyakova, Cand. Sci. (Phys.-Math.) (2013), Associate Professor at the State Scientific Institute of the Center for Physical Sciences and Technologies, Research Fellow. The author of 66 scientific publications. Area of expertise: electrochemistry, surface physics; aluminum anodizing; porous films; carbon-containing anode films; temperature-controlled coatings; optical properties.

Address: State Scientific Institute Center for Physical Sciences and Technologies, 231 Savanoru Ave., Vilnius LT-02300, Lithuania

E-mail: katerinach_85@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0002-6616-4353>

Ekaterina N. Muratova, Cand. Sci. (Eng.) (2015), Assistant Professor of the Department of Micro and Nanoelectronics of the Saint Petersburg Electrotechnical University. The author of 39 scientific publications. Area of expertise: electrochemical anodization; porous nanomaterials; membranes; nanoparticles; optical properties; nanodiagnostics; ion-beam nanotechnologies.

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

E-mail: Sokolovaeknik@yandex.ru

<https://orcid.org/0000-0002-4181-6669>

Nikita V. Lushpa, Master's Degree in Engineering and Technology in "Nanotechnology and Nanomaterials (in Electronics)" (2019), Junior Researcher of Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. The author of 9 scientific publications. Area of expertise: digital image processing of nano-objects; thermal measurements; anodizing of aluminum; porous films.

Address: Belarusian State University Informatics and Radio Electronics, 6 P. Brovki St., Minsk 220013, Republic of Belarus

E-mail: lushpa@bsuir.by

<https://orcid.org/0000-0002-8224-1697>

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

УДК 621.396.13

Обзорная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-3-62-79>

Радиочастотные технологии локального позиционирования в здравоохранении

Д. С. Брагин, И. В. Поспелова, И. В. Черепанова[✉], В. Н. Серебрякова

Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный
исследовательский медицинский центр Российской академии наук, Томск, Россия

[✉] iv-sushkova@mail.ru

Аннотация

Введение. Определение местоположения объектов в закрытом помещении играет большую роль во многих сферах деятельности человека, в том числе и в медицине. Использование технологий локального позиционирования в составе телемедицинских систем позволяет повысить качество оказания медицинской помощи и снизить смертность пациентов, что способствует достижению целей, обозначенных в государственной программе Российской Федерации "Развитие здравоохранения".

Цель работы. Анализ применимости современных радиочастотных технологий для определения местоположения пациента в здании стационара.

Материалы и методы. В ходе выполнения данной работы анализируются научные источники, посвященные локальному позиционированию на базе радиочастотных технологий. Используемые методы включают в себя:

- библиографический поиск;
- отбор и проверку источников с учетом их актуальности, соответствия тематике и авторитетности;
- анализ источников с использованием методов деконструкции и сравнительного анализа.

Результаты. Результат анализа показывает, что радиочастотные технологии позиционирования позволяют определять местоположение объектов, используя свойства радиоволн. Основным недостатком данной технологии заключается в том, что из-за проникновения радиосигналов сквозь стены и перекрытия приходится использовать сложные вычислительные алгоритмы для обнаружения объекта с точностью до конкретного помещения. Несмотря на данный недостаток, радиочастотные технологии могут применяться для позиционирования в медицинских учреждениях, так как они просты в развертывании и обслуживании и используются в готовых коммерческих решениях. Исключением является технология ZigBee, так как она не позволяет отслеживать подвижные объекты в режиме реального времени.

Заключение. На основе проведенного исследования сделан вывод о том, что технология BLE является наиболее подходящей для позиционирования в медицинских учреждениях, так как она обладает низким энергопотреблением, достаточно высокой скоростью передачи данных, хорошим радиусом связи и большим выбором готового коммуникационного оборудования. Также стоит отметить, что большинство беспроводных медицинских датчиков осуществляют обмен данными через интерфейс BLE.

Ключевые слова: IPS, Wi-Fi, BLE, ZigBee, RFID, UWB, NFER

Для цитирования: Радиочастотные технологии локального позиционирования в здравоохранении / Д. С. Брагин, И. В. Поспелова, И. В. Черепанова, В. Н. Серебрякова // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 3. С. 62–79. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-62-79

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи.

Статья поступила в редакцию 22.04.2020; принята к публикации после рецензирования 10.05.2020;
опубликована онлайн 29.06.2020



Radiofrequency Technologies of Local Positioning in Healthcare

Dmitriy S. Bragin, Irina V. Pospelova, Irina V. Cherepanova✉, Victoria N. Serebryakova

Cardiology Research Institute, Tomsk National Research
Medical Center, Russian Academy of Sciences, Tomsk, Russia

✉ iv-sushkova@mail.ru

Abstract

Introduction. Localization of objects position in closed space plays an important role in many areas of human activity, including medicine. Using indoor-positioning technologies as a part of telemedicine systems allows one to improve the quality of medical care and to reduce mortality of patients. Therefore, indoor-positioning technologies contribute to achieve the goals outlined in the Russian Federation government's program "Healthcare development".

Aim. To study the applicability of modern radiofrequency technologies for localization of patients inside a hospital building.

Materials and methods. Scientific sources devoted to indoor-positioning based on radiofrequency technologies were analyzed. The methods used included:

- bibliographic retrieval;
- selection and verification of sources based on their relevance;
- analysis of sources by methods of deconstruction and comparative analysis.

Results. The result of the analysis indicated that radiofrequency positioning technologies allow one to locate objects using radio waves properties. The disadvantage of the technology is the penetration of radio signal through walls and floors. Given this, it is necessary to use complex algorithms to detect an object with accuracy to a specific room. Despite this disadvantage, radiofrequency technologies can be used for positioning in medical facilities since they are easy in deployment and service. Also, they are used in ready-made commercial solutions. ZigBee technology is an exception because it does not allow one to track moving objects in real-time.

Conclusion. Based on the study it was concluded that BLE technology is the most suitable for indoor-positioning in medical facilities. It is energy-efficient, it has sufficiently fast data transfer rate, good communication radius and a large range of ready-made communication equipment. It is also worth noting that most wireless medical sensors exchange data via the BLE interface.

Key words: IPS, Wi-Fi, BLE, ZigBee, RFID, UWB, NFER

For citation: Bragin D. S., Pospelova I. V., Cherepanova I. V., Serebryakova V. N. Radiofrequency Technologies of Local Positioning in Healthcare. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 3. pp. 62–79. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-62-79

Conflict of interest. The authors declare that there are no obvious and potential conflicts of interest related to the publication of this article.

Submitted 22.04.2020; accepted 10.05.2020; published online 29.06.2020

Введение. Проблема локального позиционирования приобретает все большую актуальность в современном мире. Технологии глобального позиционирования не подходят для решения данной задачи в силу ряда факторов. Стены и перекрытия помещения, а также электромагнитный шум, связанный с использованием бытовой и электрической техники, вызывают помехи и снижают точность позиционирования до десятков, а иногда и сотен метров. Вследствие этого возникает необ-

ходимость использования решений, способных обеспечить более высокую точность позиционирования.

В настоящее время существует множество технологий, на базе которых разрабатываются программно-аппаратные системы позиционирования объектов внутри помещения, именуемые IPS (Indoor Positioning System). Выбор той или иной технологии зависит от области применения IPS.

Локализация объектов внутри помещений актуальна также для сферы медицины и здравоохранения. Использование indoor-позиционирования в медицинских учреждениях позволит определять местоположение пациентов в режиме реального времени и оказывать им своевременную медицинскую помощь. Использование IPS в составе телемедицинских систем позволит повысить качество оказания медицинской помощи и снизить смертность пациентов, что способствует достижению целей, обозначенных в государственной программе Российской Федерации "Развитие здравоохранения".

Существует множество технологий indoor-позиционирования, включающих в себя [1–6]:

- оптическое позиционирование, основанное на свойствах светового излучения;
- инерциальное позиционирование, основанное на оценке текущей позиции объекта с учетом его ранее известной позиции, скорости и направления движения;
- радиочастотное позиционирование, позволяющее определять местоположение объектов при помощи радиоволн различной частоты;
- позиционирование, основанное на свойствах ультразвука и акустики;
- позиционирование на базе машинного зрения;
- позиционирование, основанное на свойствах магнитного поля Земли (магнитометрия);
- гибридное позиционирование, которое может объединять несколько разных технологий.

В настоящей статье проведен анализ наиболее распространенных технологий радиочастотного позиционирования с точки зрения возможности их применения для определения местонахождения пациентов внутри здания стационара в режиме реального времени.

Выбор оценочных критериев. Для оценки применимости оптической технологии для indoor-позиционирования внутри медицинских учреждений необходимо обозначить ряд следующих критериев:

- точность позиционирования: определение местоположения объектов должно выполняться с точностью до конкретного помещения и не должно превышать 1...2 м;
- возможность однозначной идентификации контролируемых объектов;
- радиус действия связи;

- помехоустойчивость: медицинские учреждения оборудованы техникой, которая может создавать сильные электромагнитные помехи, приводящие к ухудшению качества связи и значительному снижению точности позиционирования;

- безопасность канала связи: технология должна обеспечивать безопасную передачу данных;

- высокая пропускная способность канала связи: скорость передачи данных должна быть достаточной для того, чтобы обеспечить позиционирование в режиме реального времени;

- небольшие масса и габариты используемого оборудования;

- низкий уровень энергопотребления;

- простота развертывания и обслуживания IPS.

Описание радиочастотной технологии. Технология радиочастотного позиционирования позволяет определять местоположение объекта с помощью радиоволн. Все IPS на базе радиочастотной технологии имеют схожую архитектуру (рис. 1).

По периметру помещения устанавливаются широкополосные базовые станции (якоря), координаты которых заранее известны. Количество используемых якорей и принцип их размещения определяются на этапе проектирования IPS и могут различаться для разных помещений. На схему размещения якорей могут оказывать влияние такие факторы, как планировка помещения, специфика используемого оборудования

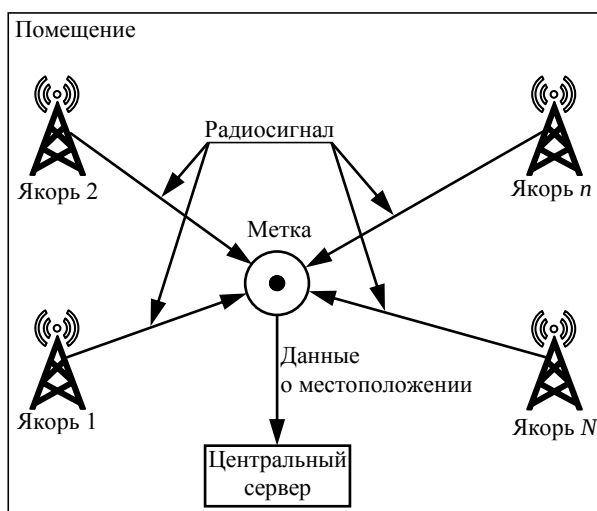


Рис. 1. Обобщенная архитектура IPS на базе радиочастотной технологии

Fig. 1. Generalized architecture of IPS based on radiofrequency technology

ния, зашумленность радиозифра вследствие использования электрооборудования и т. д. Объект позиционирования снабжается переносным устройством (меткой). Базовые станции транслируют в окружающую среду радиосигнал, который принимается меткой. На основе данных, полученных меткой, вычисляется местоположение объекта позиционирования. Сам процесс вычисления может осуществляться либо на стороне метки (если в ее состав входит вычислительное устройство), либо на стороне центрального сервера. В первом случае метка пересылает на центральный сервер свои координаты, во втором – данные, полученные от базовых станций. Основная функция центрального сервера заключается в отображении текущего местоположения метки в пространстве.

Сам процесс позиционирования состоит из двух этапов: определение расстояния между источником и приемником сигнала и определение местоположения приемника относительно источника. Для определения расстояния между приемником и передатчиком радиочастотного сигнала используются следующие методы [4]:

- RSSI (received signal strength indicator) – метод определяет расстояние до объекта за счет показателя уровня принимаемого сигнала. Чем выше мощность, тем ближе источник сигнала и наоборот;

- AOA (angle of arrival) – метод определяет расстояние по углу падения сигнала на поверхность приемника [1];

- TOA (time of arrival) – метод определяет расстояние до объекта по времени прохождения сигнала от передатчика к приемнику;

- TDOA (time difference of arrival) – метод используется в системах с тремя и более приемниками. Расстояние до источника сигнала определяется за счет разницы во времени прибытия сигнала на разные приемники.

Для локализации объектов относительно источника радиочастотная технология использует следующие алгоритмы [4, 7]:

- трилатерация: позволяет определить местонахождение приемника по трем источникам сигнала. Для оценки местоположения приемника выбираются три базовые станции с наибольшим уровнем принимаемого сигнала. Вычисление координат приемника базируется на геометрических расчетах. На первом шаге алгоритма измеряется расстояние от приемника до каждого из трех источников сигнала. Каждое расстояние

принимается за радиус окружности с центром в области источника радиосигнала. Приемник находится в точке пересечения трех окружностей. Зная координаты центра и радиус каждой окружности, можно рассчитать местоположение приемника;

- триангуляция: алгоритм схож с трилатерацией и также основан на геометрических расчетах. Главным отличием является тот факт, что в качестве исходных данных алгоритм использует измеренные углы прихода сигналов;

- дактилоскопическая идентификация, включающая в себя два этапа. На первом этапе выполняется предварительное измерение уровней сигнала всех базовых станций, входящих в состав системы, в разных местах помещения, и последующая запись этой информации в базу данных. Каждое измеренное значение является уникальным, и впоследствии по нему можно будет определить положение искомого объекта в пространстве. Не существует четких требований к выбору координат точек измерений и к их количеству, так как эти характеристики зависят от особенностей отдельного помещения и подбираются индивидуально [4, 6]. Сбор данных для составления базы является трудоемким процессом и может осуществляться как вручную, так и посредством алгоритмов машинного обучения. На втором этапе приемник измеряет уровень сигнала до доступных ему базовых станций и эти значения сравниваются со значениями из базы данных. Местоположение приемника определяется, если в базе данных нашлось хотя бы одно совпадение с характеристиками сигнала, измеренными приемником;

- приближение: основывается на анализе сигналов от базовых станций, координаты которых заранее известны. В наиболее простой реализации алгоритма приближения, описанной в [7, 8], приемник измеряет уровни сигналов, поступающих от доступных базовых станций, и станция, принимаемый сигнал от которой обладает наибольшим уровнем, считается ближайшей. После того как обнаружена ближайшая базовая станция, ее координаты считаются координатами искомого объекта. Если приемник фиксирует несколько сигналов, имеющих одинаковую интенсивность, считается, что он находится посередине между передатчиками. Данный алгоритм имеет наименьшую точность, но очень прост в реализации и отличается небольшой вычислительной сложностью. Некоторые системы используют алгоритм приближения для того, чтобы установить

близость объекта позиционирования относительно той или иной базовой станции, но вычисление координат выполняется с использованием более точных алгоритмов [4, 9].

Для повышения точности позиционирования в радиочастотных IPS могут использоваться дополнительные программные фильтры (фильтр Калмана, фильтр частиц и др.).

К достоинствам радиочастотного позиционирования можно отнести:

- простоту развертывания и обслуживания;
- низкую стоимость оборудования;
- возможность использования в ряде технологий уже имеющихся инфраструктуры и оборудования.

Недостатки радиочастотного позиционирования:

- низкая помехоустойчивость. К помехам можно отнести многолучевое отражение сигнала, помехи от бытовой техники и медицинского оборудования, а также помехи от других источников радиосигнала, работающих на одинаковой частоте;

- низкая точность позиционирования в связи со значительным уровнем и прохождением радиосигнала сквозь стены и перекрытия. В связи с этим возникают трудности в идентификации объекта с точностью до конкретной комнаты.

К наиболее часто используемым радиочастотным технологиям позиционирования относят [1, 4, 10, 11]:

- Wi-Fi;
- Bluetooth, Bluetooth low energy (BLE);
- ZigBee;
- Radiofrequency identification (RFID);
- UWB (Ultra Wide Band);
- NFER (Near-Field Electromagnetic Ranging).

Технология Wi-Fi основана на семействе стандартов IEEE 802.11 и использует частотные диапазоны 2.4 и 5 ГГц. Сеть на базе Wi-Fi соответствует централизованной модели, где существует одна или несколько точек доступа (базовых станций) и множество подключенных клиентов. Каждая точка доступа периодически рассылает по сети широковещательные кадры-маяки, чтобы сообщить потенциальным клиентам о своем присутствии. Таким образом, клиенты могут обнаружить точку доступа и подключиться к беспроводной сети [3, 11–13].

Для определения расстояния между клиентом и точкой доступа технология использует методы

RSS и TOA/TDOA [11, 12, 14]. В качестве алгоритмов позиционирования чаще всего используют трилатерацию/мультилатерацию, триангуляцию, дактилоскопическую идентификацию, метод k -ближайших соседей, метод центроида [4, 7, 12, 15, 16]. Наибольшую точность позиционирования из всех рассмотренных алгоритмов обеспечивает алгоритм дактилоскопической идентификации [4, 12, 15]. Принципы функционирования алгоритмов трилатерации, триангуляции и дактилоскопической идентификации были описаны ранее.

Метод k -ближайших соседей относится к одному из методов машинного обучения. Он основан на обнаружении k объектов по отношению к текущей геопозиции объекта [7, 13]. Клиент сканирует пространство в поисках всех доступных базовых станций. Далее вычисляются мощности сигнала и расстояния от клиента до каждой базовой станции. После вычислений составляется набор из k местоположений с наименьшим расстоянием до объекта позиционирования. Текущие координаты объекта вычисляются путем аппроксимации координат выбранных базовых станций.

Метод центроида является модификацией метода k -ближайших соседей, а также одним из методов машинного обучения. Предполагаемая область позиционирования объекта представляет геометрическую фигуру, образованную соседними точками доступа. Координаты объекта позиционирования вычисляются как среднее положение относительно всех точек полученной геометрической фигуры. Центроид может быть взвешенным. В качестве веса для каждого ребра фигуры устанавливается мощность принимаемого сигнала [7, 14].

В [13] авторы предлагают новый алгоритм позиционирования, отличный от уже существующих, основанный на применении методов пространственного анализа. Клиент сканирует помещение, определяет количество точек доступа и уровни их сигналов, используя метод RSS. На основе полученных данных строится своеобразная карта помещения, которая делится на прямоугольные участки площадью 1×1 м, называемые пикселями. Далее путем многомерной фильтрации на карте выбираются пиксели, в которых уровень мощности сигнала соответствует допустимым значениям. Предполагается, что для каждой точки доступа на карте существует один или несколько пикселей с соответствующей мощностью

принимаемого сигнала. Способ дальнейшего позиционирования зависит от количества обнаруженных пикселей. Если не найдено ни одного такого пикселя, то клиент сканирует окружающее пространство до тех пор, пока не обнаружит хотя бы один пиксель. Если количество пикселей равно 1 или 2, то координаты объекта будут вычисляться как среднее значение между координатами найденных пикселей. Если количество найденных пикселей больше трех, то положение объекта вычисляется согласно алгоритму k -ближайших соседей. Согласно результатам экспериментов точность алгоритма, предложенного авторами, составляет в среднем около 2 м.

В [15] рассматривается инновационный метод позиционирования, основанный на определении местоположения объекта в момент времени, когда он находится между двумя базовыми станциями. Для расчета координат объекта используются базовые станции, располагающиеся на одном и том же этаже. Станции фиксируют уровень мощности сигнала от объекта позиционирования и друг от друга. Предполагается, что расстояние между базовыми станциями известно. На основании результатов измерений определяется коэффициент потери мощности принимаемого сигнала, характеризующий расстояние между базовыми станциями и мобильным устройством. Результаты экспериментов показали, что описанный метод позволяет позиционировать подвижные объекты с погрешностью 0.5...1 м.

Существует ряд систем, где технология Wi-Fi совмещается с другими технологиями позиционирования. В [17] описывается IPS на базе гибридации Wi-Fi и машинного зрения. В качестве алгоритма позиционирования со стороны Wi-Fi выступает дактилоскопическая идентификация, а машинное зрение позволяет определять местоположение объекта с точностью до конкретного помещения.

В [16] описывается IPS, совмещающая Wi-Fi и инерциальные датчики. Система включает в себя метку и точки доступа Wi-Fi, установленные по периметру помещения. Метка представляет собой устройство, оборудованное микросхемой Wi-Fi и акселерометром. Метка находится в спящем состоянии до тех пор, пока акселерометр не зафиксирует движение носителя маяка. В процессе движения носителя метка ищет доступные базовые станции и измеряет мощность принимаемого сигнала. Полученные измерения

пересылаются на сервер, где вычисляются координаты объекта позиционирования. В качестве алгоритма позиционирования используется триангуляция и метод взвешенного центроида. Акселерометр в данной системе решает проблему энергосбережения метки.

Преимущества IPS на базе технологии Wi-Fi:

- можно использовать уже существующую сетевую инфраструктуру [5, 7, 12, 13, 18], что снижает затраты на разработку и развертывание системы;
- в качестве активного маяка можно использовать смартфон [3–5, 7, 11–15, 17, 18];
- низкая стоимость оборудования для развертывания сети [7, 12].

К недостаткам технологии можно отнести:

- низкую точность позиционирования (погрешность может составлять 3...25 м) [5, 12, 15, 18];
- пространственную неоднородность сигнала, связанную с разнородностью используемого оборудования [7, 15], а также с поглощением сигнала препятствиями и многолучевым отражением [13]. Для повышения точности позиционирования необходимо обеспечить высокую плотность покрытия помещения точками доступа [12, 15];
- высокую загруженность сети [2, 12];
- высокое энергопотребление [2];
- высокую динамику изменения сети [5, 7].

Для сохранения точности позиционирования необходима периодическая актуализация информации о точках доступа, входящих в состав системы, что является энергозатратной операцией [5].

Технология Bluetooth – технология беспроводной связи для обмена данными на коротких расстояниях, работающая на частоте 2.4 ГГц и использующая стандарт IEEE 802.15.1. Стандарт Bluetooth основан на режиме работы устройств "ведущий/ведомый". Это означает, что есть одно главное устройство, которое осуществляет однонаправленное управление подчиненным устройством (или группой устройств). В настоящей статье рассматривается технология Bluetooth Low Energy (BLE), основным отличием которой от классической технологии Bluetooth является низкое энергопотребление [2, 3, 4, 6, 10, 11, 18–22]. Радиус связи технологии BLE зависит от класса используемого оборудования. Устройства, относящиеся к классу 1, обеспечивают передачу данных в радиусе до 100 м, а устройства, относящиеся к

классу 2 – до 10 м [6, 22]. Технология BLE обеспечивает скорость передачи данных до 1 Мбит/с [3, 20]. Большинство беспроводных медицинских устройств используют для передачи данных технологию BLE, таким образом, данная технология позволяет строить персональные беспроводные сети, включающие в себя медицинские датчики [3, 6].

В качестве меток чаще всего используются смартфоны [2, 4, 9, 19, 22, 24–29], а в качестве базовых станций BLE могут использоваться как готовые устройства, так и устройства собственного изготовления [27]. Наиболее популярными базовыми станциями при проектировании IPS на базе BLE являются датчики iBeacon, производимые компанией Apple [2, 11, 25, 26], чуть реже встречаются широковебательные датчики других компаний [9, 20, 24, 29].

Indoor-позиционирование на базе технологии BLE использует те же алгоритмы, что и другие радиочастотные технологии: приближение [9], трилатерацию [9], дактилоскопическую идентификацию [2, 4, 6, 8, 17, 28]. Для оценки расстояния от источника до приемника сигнала используется метод RSSI. Точность позиционирования на базе технологии BLE может достигать 1 м [4–6, 10, 19, 20, 23–25], и согласно исследованиям, представленным в [5], она превышает точность позиционирования на базе технологии Wi-Fi на 72 %. Для повышения точности позиционирования используются различные программные фильтры [11, 19, 20, 22].

Многие IPS совместно с технологией BLE используют цифровые карты [11, 19, 23, 28] и планы зданий, на которых отмечается местоположение всех широковебательных датчиков. На базе цифровой карты строится связный граф, ребрами которого являются все возможные пути движения по зданию. Результаты позиционирования на базе технологии BLE сопоставляются с построенным графом, и, в зависимости от результатов этого сопоставления, текущее положение объекта корректируется.

В [23, 25] авторы представляют IPS, разработанную на базе технологии BLE, использующую машинное обучение на этапе сбора данных в алгоритме дактилоскопической идентификации. Чаще всего данный этап работ проводится вручную и является трудозатратной процедурой. IPS, описанная в [23], хранит и анализирует все пути, пройденные каждым активным маяком, посредством матричных вычислений. Такой подход позволяет мо-

делировать траекторию дальнейшего перемещения активных маяков в пространстве, таким образом повышая точность позиционирования. Вычислительная нагрузка на алгоритмы IPS снижается за счет распределенного хранения данных и использования туманных вычислений. Основными особенностями данной системы являются автоматическая адаптация к изменениям системного контекста и независимость от условий окружающего пространства. Также за счет результатов анализа перемещения активных маяков по зданию система способна самостоятельно строить актуальные цифровые карты помещений.

При создании гибридных IPS технология BLE может объединяться как с нерадиочастотными технологиями [28, 30], так и с другими радиочастотными технологиями [28]. В [30] технология BLE применяется для корректировки погрешности измерений инерциальных датчиков методом трилатерации. В [28] основной технологией позиционирования является магнитометрия. В качестве алгоритма позиционирования используется дактилоскопическая идентификация: здесь на первом этапе создается база данных, хранящая уровни магнитного поля Земли в разных точках здания. Технология BLE предназначена для ускорения процесса позиционирования. В качестве метки в системе используется стандартный смартфон, в состав которого входит магнитометр и микросхема BLE. Для повышения точности позиционирования IPS может использовать цифровые карты, которые должны быть в нее предварительно загружены. Вместо технологии BLE система также может использовать технологию Wi-Fi.

Достоинства технологии BLE:

- низкое энергопотребление [2–4, 6, 10, 12, 19–22];
- автономность и компактность датчиков [3];
- идентификация объекта позиционирования [9, 19–22, 24–29];
- высокая помехозащищенность [26];
- возможность обеспечения защищенного канала связи [3, 27];
- построение системы на базе технологии BLE, используемой для связи в большинстве беспроводных медицинских датчиков;
- построение инфраструктуры IPS на базе готового оборудования, обладающего низкой стоимостью [4, 10, 20, 24, 29];

– базовые станции BLE имеют встроенный аккумулятор и являются беспроводными, вследствие этого они не зависят от расположения источников электроснабжения и могут быть размещены в любой точке помещения для обеспечения хорошей геометрии радиосигнала [6, 20, 24].

Недостатки технологии BLE:

- высокая загруженность канала связи, а также канальная интерференция;
- влияние многолучевого распространения сигнала [5];
- относительно низкая точность позиционирования [12];
- качество связи зависит от конструкции приемопередатчиков;
- для развертывания системы требуется дополнительное оборудование;
- небольшая дальность связи [3, 10, 19, 20].

Технология RFID использует в качестве метки портативную переносную микросхему, именуемую транспондером или RFID-меткой. RFID-метка состоит из интегральной схемы и антенны и способна хранить и пересылать хранимую в ней информацию [1–5, 10, 11, 31]. В качестве хранимой информации выступает персональный идентификатор объекта [1, 3, 4]. Различают активную, полупассивную и пассивную RFID-технологии [1, 4, 10, 31, 32]. Активные RFID-метки могут использовать радиочастотные диапазоны 455 МГц, 2.45 или 5.8 ГГц, а пассивные – 124, 125, 135 кГц, 13.56 МГц, 860...960 МГц и 2.45 ГГц [3]. Стоит отметить, что с повышением диапазона рабочих частот усиливается эффект многолучевого отражения и, как следствие, снижается качество связи и точность позиционирования [3].

Активная RFID-технология использует транспондеры, оборудованные встроенными источниками питания, транслирующими хранимую информацию в сеть [1, 10]. Радиус связи активных RFID-меток может варьироваться от 30 до 100 м [2, 5, 10]. Активная RFID-технология может использоваться для позиционирования объектов на большой территории в режиме реального времени [1]. Также одним из преимуществ технологии является наличие готовых коммерческих решений, на базе которых возможно построить IPS. К наиболее распространенным подходам идентификации объектов на базе активной технологии RFID является LANDMARC и VIRE [31, 32]. В обоих

подходах используются дополнительные фиксированные эталонные RFID-метки, облегчающие калибровку IPS и служащие в качестве ориентиров [31, 32]. Такой подход позволяет сократить количество базовых станций в системе и снизить ее стоимость. Подход LANDMARC использует для повышения позиционирования алгоритм поиска k -ближайших соседей, а VIRE – интерполяцию и алгоритм исключения. Подход VIRE позволяет обеспечить более высокую точность позиционирования, однако у него могут возникнуть проблемы с определением маловероятного местоположения объекта. Главной проблемой активной RFID-технологии на сегодняшний день является низкая энергоэффективность в силу высокого расхода заряда аккумулятора транспондера.

Пассивная RFID-технология использует транспондеры без источников питания [10], что способствует высокой энергоэффективности систем, в которых она применяется. Пассивные RFID-метки отражают радиосигнал, излучаемый базовой станцией, и передают хранимую информацию путем модуляции отраженного сигнала [31]. В связи с данной особенностью пассивные метки обладают низкой стоимостью и большим жизненным циклом. Основной областью применения данной технологии являются системы контроля удаленного доступа. Такие системы фиксируют факт входа объекта внутрь помещения и выход из него, но не позицию в пространстве в режиме реального времени. Это обусловлено крайне низким радиусом действия связи пассивной технологии [31], и именно эта особенность является главным недостатком, не позволяющим отслеживать местоположение объекта в пространстве. Таким образом, пассивная RFID-технология не подходит для разработки IPS.

Полупассивная технология RFID подразумевает наличие у метки источника питания, но большую часть времени метка находится в спящем режиме и активируется только тогда, когда попадает в поле видимости одной из базовых станций и передает данные о себе [4]. Для того чтобы обеспечить хорошую энергоэффективность и приемлемую дальность связи в IPS на базе полупассивной RFID-технологии, необходима архитектура меток и базовых станций, отличная от стандартных коммерческих решений. В связи с этим растут затраты на разработку и внедрение такой IPS [33].

Расстояние от базовой станции до объекта позиционирования определяется на основе методов RSSI, AOA, TDOA [1, 10, 34], в качестве алгоритмов позиционирования используются алгоритмы дактилоскопической идентификации и приближения [10]. Некоторые IPS на базе RFID используют алгоритмы роевого интеллекта, в частности алгоритм роя частиц [35]. Данный алгоритм позволяет повысить точность позиционирования движущихся объектов до 1 м.

RFID может объединяться с другими технологиями в целях повышения эффективности IPS [34, 36]. В [34] авторы представляют гибридную IPS на базе совмещения активной технологии RFID и машинного зрения. Технология RFID здесь используется для идентификации объекта и определения его начальных координат. Машинное зрение выполняет дальнейшее отслеживание местоположения объекта внутри помещения. Такой подход позволяет значительно снизить вычислительную нагрузку IPS и повысить ее быстродействие.

Достоинства технологии RFID:

- отсутствие прямой видимости между меткой и базовой станцией [2, 32];
- высокая скорость передачи данных и высокая вычислительная производительность: за 1 с базовая станция может обработать от 20 до 1000 меток [3]. В среднем каждая метка может быть прочитана менее чем за 100 мс [31];
- активная и полупассивная технологии обладают большой дальностью связи (до 150 м).

Основными недостатками технологии RFID являются:

- малая дальность связи пассивной технологии (до 1 см) [10];
- большая вычислительная сложность при использовании полупассивной и активной технологий;
- низкая помехозащищенность [35];
- низкая точность позиционирования [4];
- высокое энергопотребление при использовании активной RFID;
- высокие затраты на разработку и внедрение при использовании активной или полупассивной RFID [33].

Технология ZigBee основана на стандарте IEEE 802.15.4 [4, 10–12, 37]. Данная технология обладает низким энергопотреблением и позволяет строить беспроводные персональные сенсорные

сети [2, 10, 11], в том числе самоорганизующиеся сети с топологией mesh [12, 37, 38]. Это означает, что в случае выхода из строя одного из узлов сеть продолжит функционировать. Технология ZigBee работает в двух радиочастотных диапазонах: 868/915 МГц и 2.4 ГГц [37]. Стандарт IEEE 802.15.4 определяет алгоритм шифрования в сетях ZigBee, что обеспечивает безопасность передачи данных [38]. Точность позиционирования IPS на базе ZigBee составляет в среднем от нескольких десятков сантиметров до одного метра [4, 10–12, 37–42]. Радиус связи может достигать 40 м [37–42].

Технология ZigBee позволяет строить IPS как двумерного, так и трехмерного позиционирования. В [39] авторы описывают IPS на базе технологии ZigBee, способную отслеживать местоположение объектов в трехмерном пространстве. Такой подход авторы называют многослойным позиционированием. Суть данного подхода заключается в следующем: опорные широкополосные источники сигнала в помещении устанавливаются друг под другом на разной высоте, образуя своеобразные слои. Такое расположение источников сигнала позволяет отслеживать высоту объекта слежения.

В качестве метода определения расстояния от источника до приемника ZigBee использует RSSI. В качестве алгоритмов позиционирования чаще всего используются приближение, дактилоскопическая идентификация и трилатерация [2, 4, 10, 37–42]. Также для повышения точности позиционирования некоторые IPS используют метод сопоставления полученных измерений с цифровыми картами помещения [40].

Главный недостаток технологии ZigBee с точки зрения ее применимости в медицинских IPS заключается в неспособности отслеживать подвижные объекты с нужной точностью [4, 11, 12, 40]. Алгоритмы самоорганизации и маршрутизации, используемые данной технологией, не в состоянии перестраивать сеть и маршруты передачи данных в постоянной динамике. Таким образом, можно сделать вывод о том, что IPS на базе ZigBee больше подходят для отслеживания малоподвижных целей, но не для определения местоположения пациентов. Тем не менее ZigBee может использоваться совместно с другими технологиями для повышения точности позиционирования. В [41] авторы описывают гибридную IPS на базе инерциальной технологии и технологии ZigBee.

Технология ZigBee здесь позволяет корректировать ошибку измерений инерциальных датчиков, нарастающую с течением времени, а инерциальная составляющая позволяет нивелировать влияние интерференции, возникающей в канале радиосвязи, на точность позиционирования.

К достоинствам технологии ZigBee можно отнести:

- низкое энергопотребление [2, 4, 10, 12, 37, 39, 40]. Необходимо отметить, что уровень энергопотребления технологии ZigBee лишь незначительно ниже уровня энергопотребления технологии BLE [48];
- низкую стоимость оборудования [10, 37, 39, 40];
- высокую точность позиционирования [2, 10, 37–42];
- безопасность канала связи [4, 37, 38];
- простоту развертывания и обслуживания [12].

К недостаткам технологии ZigBee можно отнести:

- низкую скорость передачи данных [11, 12, 37, 38];
- высокую интерференцию сигнала [10, 41];
- возможность позиционирования только относительно стационарных объектов [4, 11, 12, 40].

Технология UWB использует широкую полосу пропускания (более 500 МГц) и передает радиосигнал как последовательность ультракоротких низкочастотных импульсов, распределенных во времени. UWB позволяет отслеживать движущиеся объекты с высокой точностью в режиме реального времени в условиях отсутствия прямой видимости. UWB-сигнал обладает высокой проникаемостью сквозь препятствия и устойчивостью к многолучевому распространению. В связи с тем что для передачи данных используются ультракороткие сигналы с низкой спектральной плотностью мощности, данная технология обладает высокой энергоэффективностью. UWB-сигнал не создает помехи узкополосным радиочастотным сигналам благодаря равномерному распределению энергии сигнала по широкой полосе частот. UWB-передатчик способен обнаружить присутствие другого активного устройства на несущей частоте и изменить частоту передачи сигнала. UWB-сигнал очень тяжело перехватить или обнаружить, что обеспечивает безопасную передачу данных. Точность позиционирования на базе UWB может достигать сантиметрового диапазона [3, 4, 6, 7, 10, 43–49].

Для определения расстояния между приемником и передатчиком сигнала UWB использует методы TOA/TDOA, AOA [3, 4, 6, 7, 10, 43–49]. Стоит отметить, что для использования метода AOA необходима сложная архитектура используемого оборудования [48]. В связи с особенностями функционирования технологии UWB метод RSS не рекомендуется к использованию, так как является ненадежным, но его можно использовать совместно с методами, перечисленными ранее [43, 46]. В качестве алгоритмов используются трилатерация, триангуляция и тактилоскопическая идентификация [43, 46]. Для повышения точности позиционирования также используются дополнительные программные фильтры [43, 47, 48].

IPS на базе технологии UWB могут успешно применяться в здравоохранении. В [43] авторы описывают систему непрерывного мониторинга за медицинским персоналом в здании больницы. Описанная система позволяет оценить трудовую нагрузку на медицинских сестер и перераспределить ее более равномерно. В связи с тем что технология UWB обладает небольшой дальностью связи, авторы работы предложили использовать при разработке IPS ячеистую архитектуру. Каждая ячейка включает в себя по четыре базовые станции, которые именуются якорями (см. рис. 1). Метка может получать данные только от наиболее близких якорей. После получения данных метка передает их на смартфон через интерфейс BLE, используя односторонний канал связи. Смартфон оборудован специальным приложением, которое вычисляет текущее местоположение метки и передает результаты расчетов на центральный сервер IPS.

Стоит отметить, что технология UWB может использоваться для радиолокации. В [47, 48] авторы описывают радиолокационную IPS на базе UWB-радара. Особенностью данной системы является отсутствие меток. Позиционирование в помещении осуществляется посредством радара. Для уменьшения ошибки позиционирования система использует дополнительные программные фильтры и алгоритмы машинного обучения. Машинное обучение позволяет отслеживать движущиеся цели и базируется на алгоритме кодовой книги. UWB-радар способен различать движущиеся объекты в радиусе от 1 до 8 м.

Описанная авторами система является уникальной, но малоприменимой в области здравоохранения в связи с высокой стоимостью оборудования, сложностью развертывания и низким радиусом связи.

Достоинства технологии UWB [43–49]:

- высокая точность позиционирования по сравнению с другими радиочастотными технологиями;

- низкое энергопотребление;

- помехоустойчивость;

- отсутствие помех устройствам, использующим узкополосные каналы связи;

- высокая пропускная способность канала связи;

- безопасность канала связи.

Недостатки технологии UWB [43–49]:

- высокие требования к характеристикам используемого оборудования;

- высокая стоимость оборудования;

- высокая сложность развертывания и обслуживания;

- малый радиус связи (до 20 м).

Технология NFER является относительно новой радиочастотной технологией, основанной на изменении сдвига фаз между электрической и магнитной составляющими электромагнитного поля, возникающего вследствие удаления от излучающей антенны. Вблизи антенны сдвиг фаз составляет 90° , а при увеличении расстояния этот сдвиг уменьшается. Для того чтобы измерить расстояние, дистанция между приемником и передатчиком сигнала должна лежать в пределах половины длины волны [12]. Оптимальная дистанция между приемником и передатчиком составляет около 15 м, так как передатчики работают на низких частотах (1...10 МГц) [12, 50].

Архитектура IPS на базе NFER отличается от общепринятой. Здесь передатчиком радиосигнала является переносная метка, а приемники сигнала (якоря) являются фиксированными и устанавливаются по периметру помещения. В связи с данной особенностью метка имеет достаточно большие габариты [12].

В [50] авторы описывают IPS на базе широкополосной технологии NFER, передающей данные в радиодиапазоне АМ (530...1710 кГц). Использование широкой полосы пропускания позволяет снизить влияние отношения сигнал/шум на точность позиционирования. Для оценки расстояния между приемником и передатчиком используется метод

наименьших квадратов. Авторы утверждают, что разработанная система способна позиционировать объекты в условиях высокочастотной среды.

К преимуществам технологии NFER можно отнести:

- достаточно высокую точность позиционирования;

- отсутствие необходимости точной синхронизации по времени между приемником и передатчиком [50];

- устойчивость к многолучевому отражению в связи с использованием низкочастотных сигналов [50].

Недостатки технологии NFER:

- низкая дальность связи;

- большие габариты активных маяков;

- сложность развертывания и обслуживания;

- высокая стоимость оборудования.

В связи с тем что технология NFER еще малоизучена и на рынке не представлено каких-либо готовых решений, такая IPS является сложной в проектировании, развертывании и обслуживании.

Заключение. Сравнение основных характеристик рассмотренных радиочастотных технологий indoor-позиционирования представлено на рис. 2.

На основе анализа полученной информации можно сделать вывод о том, что в целом радиочастотная технология может применяться для разработки IPS в области здравоохранения. Исключением является технология ZigBee, которая не поддерживает позиционирование высокоподвижных объектов в режиме реального времени. Большинство рассмотренных технологий имеют ряд коммерческих решений, на базе которых можно быстро и с наименьшими затратами развернуть и обслуживать IPS. Также большинство рассмотренных технологий обладают высокой скоростью передачи данных и безопасным каналом связи. Главным недостатком позиционирования на базе радиочастотных технологий является низкая точность определения местоположения. Это связано с тем фактом, что радиоволны проникают сквозь стены и перекрытия, а также подвержены влиянию помех. Для того чтобы уменьшить влияние данного недостатка, необходимо детально продумывать физическую архитектуру системы, а именно количество базовых станций, способное обеспечить покрытие конкретного помещения радиосвязью, принцип их размещения, характеристики используемого оборудования и т. д.

Критерий	Технология						
	Wi-Fi	BLE	Активная RFID	Полупассивная RFID	ZigBee	UWB	NFER
Точность позиционирования	●○○○○	●●●○○	●●●●○	●●●●○	●●●●●	●●●●●	●●●●●
Радиус действия связи	●●●●●	●●●●●	●●●●○	●●●○○	●●●○○	●●●○○	●●●○○
Сложность развертывания	●●●●●	●●●●●	●●●○○	●●○○○	●●●○○	●●○○○	●○○○○
Энергоэффективность	●○○○○	●●●●●	●●○○○	●●●●○	●●●●●	●●●●○	●●●○○
Компактность	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✗
Пропускная способность канала связи	●●●●●	●●●○○	●●●●●	●●●●●	●○○○○	●●●●●	●●●○○
Помехоустойчивость	●●●○○	●●●○○	●●●○○	●●●●●	●●●○○	●●●●●	●●●○○
Идентификация объекта слежения	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
Защищенность канала связи	●●●●○	●●●●○	●●●○○	●●●○○	●●●●○	●●●●●	●●●○○

Рис. 2. Сравнение характеристик рассмотренных радиочастотных технологий indoor-позиционирования

Fig. 2. Comparison of the characteristics of the reviewed radiofrequency indoor-positioning technologies

Часть помех можно устранить за счет включения в программное обеспечение системы дополнительных программных фильтров. Стоит отметить, что программные фильтры могут негативно влиять на вычислительную производительность IPS. Вследствие этого необходимо использовать высокопроизводительное оборудование.

Проанализировав достоинства и недостатки радиочастотных технологий, описанных в настоящей статье, можно сделать вывод о том, что технология BLE лучше всего подходит для создания IPS в медицинском учреждении. Несмотря на то что технология Wi-Fi обладает более высокой ско-

ростью передачи данных и более защищенным каналом связи, она также обладает низкими энергоэффективностью и точностью позиционирования. Технологии NFER, RFID и UWB сложны в разработке и обслуживании. Технология BLE же обладает низким энергопотреблением, достаточно высокой скоростью передачи данных и хорошим радиусом связи. На рынке существует ряд готового оборудования на базе BLE, которое упрощает развертывание и обслуживание персональной беспроводной сети. Также стоит отметить, что большинство беспроводных медицинских датчиков осуществляют обмен данными через интерфейс BLE.

Авторский вклад

Брагин Дмитрий Сергеевич – аннотация, введение, выбор оценочных критериев, описание радиочастотной технологии, технологий Wi-Fi, Bluetooth, заключение.

Поспелова Ирина Владимировна – аннотация, технологии RFID, UWB, NFER, перевод на английский язык.

Черепанова Ирина Владимировна – технология ZigBee, список литературы, подготовка текста статьи.

Серебрякова Виктория Николаевна – введение, заключение.

Author's contribution

Dmitriy S. Bragin – abstract, introduction, selection of evaluation criteria, radio frequency technology description, Wi-Fi technology, Bluetooth technology, conclusion.

Irina V. Pospelova – abstract, RFID technology, UWB technology, NFER technology, English translation.

Irina V. Cherepanova – ZigBee technology, references, preparation of the paper text.

Victoria N. Serebryakova – introduction, conclusion.

Список литературы

1. Вахрушева А. А. Технологии позиционирования в режиме реального времени // Вестн. СГУГиТ. 2017. Т. 22, № 1. С. 170–177.
2. Смольков М. С., Сухобок Ю. А. Анализ современных технологий построения систем indoor-навигации // Науч.-техн. и эконом. сотрудничество стран АТР в XXI веке. 2019. Т. 2. С. 88–92.
3. Mier J., Jaramillo-Alcázar A., Freire J. J. At a glance: indoor positioning systems technologies and their applications areas // Proc. of Intern. Conf. on Information Technology & Systems. Quito, Ecuador, 6–8 Febr. 2019. Cham: Springer, 2019. P. 483–493. doi: 10.1007/978-3-030-11890-7_47
4. Evolution of Indoor Positioning Technologies: A Survey / R. F. Brena, J. P. García-Vázquez, C. E. Galván-Tejada, D. Muñoz-Rodríguez, C. Vargas-Rosales, J. Fangmeyer // J. of Sensors. Vol. 2017. Art. ID 2630413. 21 p. doi: 10.1155/2017/2630413
5. Касаткина Т. И., Чепелев М. Ю., Голев И. М. Анализ существующих технологий навигации внутри помещения // Актуальные проблемы деятельности подразделений УИС: сб. материалов Всерос. науч.-практ. конф. Воронеж, 25 окт. 2018 г. Воронеж: ИПЦ "Научная книга", 2018. С. 211–213.
6. Davidson P., Piché R. A Survey of Selected Indoor Positioning Methods for Smartphones // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2017. Vol. 19, № 2. P. 1347–1370. doi: 10.1109/comst.2016.2637663
7. Богуренко П. А., Бурлаков М. Е. Обзор методов локального позиционирования объектов в Wi-Fi-сетях // Вестн. Пермского национального исследовательского политехнического университета. Электротехника, информационные технологии, системы управления. 2017. № 23. С. 146–158.
8. An improved WiFi indoor positioning algorithm by weighted fusion / R. Ma, Q. Guo, Ch. Hu, J. Xue // Sensors. 2015. Vol. 15, № 9. P. 21824–21843. doi: 10.3390/s150921824
9. Satan A., Toth Z. Development of Bluetooth based indoor Positioning Application // 2018 IEEE Intern. Conf. on Future IoT Technologies (Future IoT). Eger, Hungary, 18–19 Jan. 2018. Piscataway: IEEE, 2018. Art. 17668245 (1–6). doi: 10.1109/FIOT.2018.8325586
10. A Survey on Fusion-based Indoor Positioning / X. Guo, N. Ansari, F. Hu, Y. Shao, N. R. Elikplim, L. Li // IEEE Communications Surveys & Tutorials. 2019. Vol. 22, № 1. P. 566–594. doi: 10.1109/COMST.2019.2951036
11. Петрова О. А., Табунщик Г. В., Мероде Д. В. Метод определения текущего расположения в системах позиционирования и навигации внутри помещения // Електро-технічні та комп'ютерні системи. 2017. № 25. С. 270–278.
12. Бодрова А. А. Радиолокационные методы локального позиционирования // Аллея науки. 2017. Т. 4, № 9. С. 843–846.
13. Gao S., Prasad S. Employing Spatial Analysis in Indoor Positioning and Tracking Using Wi-Fi Access Points // Proc. of the Eighth ACM SIGSPATIAL Intern. Workshop on Indoor Spatial Awareness. Burlingame, California, 2016. P. 27–34. doi: 10.1145/3005422.3005425
14. Indoor Positioning in Wi-Fi and NanoLOC Networks / M. Sivers, G. Fokin, P. Dmitriev, A. Kireev, D. Volgushev, A. A. H. Ali // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. Russia, St Petersburg, Sept. 26–28, 2016. Cham: Springer, 2016. P. 465–476. doi: 10.1007/978-3-319-46301-8_39
15. Малодушев С. В., Рогов А. А. Определение локации в корпоративных Wi-Fi сетях // Вестн. Южно-Уральского гос. ун-та. Сер.: Математическое моделирование и программирование. 2016. Т. 9, № 1. С. 92–104. doi: 10.14529/mmp160107
16. Ремпель П. В., Борисов А. П. Разработка системы позиционирования на основе беспроводной сети Wi-Fi // XIV Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», Томск, 28–30 нояб. 2018 г. Томск: Изд-во ФГБОУ ВО ТУСУР, 2018. № 1–2. С. 41–43.
17. Radaelli L., Moses Y., Jensen C. S. Using Cameras to Improve Wi-Fi Based Indoor Positioning // 2014 Intern. Symp. on Web And Wireless Geographical Information Systems. Berlin, Seoul, South Korea, May 29–30, 2014. Heidelberg: Springer, 2014. P. 166–183. doi: 10.1007/978-3-642-55334-9_11
18. Кабанов А. А. Система локального позиционирования внутри помещения // Междунар. науч.-практ. конф. "Наука сегодня: глобальные вызовы и механизмы развития", Вологда, 26 апр. 2017 г. В 2 т. Вологда: ООО «Маркер», 2017. Т. 1. С. 16.
19. Indoor Positioning of Shoppers using a Network of Bluetooth Low Energy beacons / P. Dickinson, G. Cielniak, O. Szymanczyk, M. Mannion // 2016 Intern. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN). Alcala de Henares, Spain, 4–7 Oct. 2016. Piscataway: IEEE, 2016. 8 p. doi: 10.1109/IPIN.2016.7743684
20. A Bluetooth Low Energy Indoor Positioning System with Channel Diversity, Weighted Trilateration and Kalman Filtering / V. C. Paterna, A. C. Augé, J. P. Aspas, M. P. Bullones // Sensors. 2017. Vol. 17, № 12. P. 2927. doi: 10.3390/s17122927
21. Contreras D., Castro M., de la Torre D. S. Performance Evaluation of Bluetooth Low Energy in Indoor Positioning Systems // Trans. on Emerging Telecommunications Technologies. 2017. Vol. 28, № 1. Art. e2864. doi: 10.1002/ett.2864
22. Bluetooth indoor positioning based on RSSI and Kalman filter / C. Zhou, J. Yuan, H. Liu, J. Qiu // Wireless Personal Communications. 2017. Vol. 96, № 3. P. 4115–4130. doi: 10.1007/s11277-017-4371-4
23. BLEMAT: Data Analytics and Machine Learning for Smart Building Occupancy Detection and Prediction / S. Pešić, T. Milenko, O. Iković, M. Radovanovic, M. Ivanovic, D. Boscovic // Intern. J. on Artificial Intelligence Tools. 2019. Vol. 28, № 06. P. 1960005. doi: 10.1142/S0218213019600054

24. Возможности позиционирования внутри помещений с помощью Bluetooth устройств / В. М. Гриняк, А. С. Девятисильный, В. И. Люлько, П. А. Цыбанов // Моделирование, оптимизация и информационные технологии. 2018. Т. 6, № 2. С. 132–143.

25. Study on the Application of Indoor Positioning based on Low Power Bluetooth Device Combined with Kalman Filter and Machine Learning / J.-Y. Hsieh, Ch.-H. Fan, J.-Z. Liao, J.-Y. Hsu and H. Chen // EasyChair. 2019. № 1198.

26. Astafiev A. V., Zhiznyakov A. L., Privezentsev D. G. Development of Indoor Positioning Algorithm Based on Bluetooth Low Energy beacons for Building RTLS-Systems // 2019 Intern. Russian Automation Conf. (RusAutoCon). Sochi, Russia, 8–14 Sept. 2019. Piscataway: IEEE, 2019. Art. 19060983(1–5). doi: 10.1109/RUSAUTOCON.2019.8867751

27. Каликулина З. В. Система локального позиционирования с использованием стандартов bluetooth // Современные проблемы научной деятельности. Перспективы внедрения инновационных решений: сб. ст. Междунар. науч.-практ. конф. Челябинск, 10 июня 2019 г. Уфа: ООО "Аэтерна", 2019. С. 31–34.

28. Indoor Positioning System using Magnetic Positioning and BLE beacons / M. V. Bramhe, J. Gan, N. Ghodpage, A. Nawale, G. Bahe // Int. Res. J. Eng. Technol. 2017. Vol. 4, № 3. P. 1031–1036.

29. Гриняк В. М., Гриняк Т. М., Цыбанов П. А. Позиционирование внутри помещений с помощью Bluetooth-устройств // Территория новых возможностей. Вестн. Владивостокского гос. ун-та экономики и сервиса. 2018. № 2 (41). С. 137–147 doi: 10.24866/VVSU/2073-3984/2018-2/137-147

30. Кошелев Б. В., Карагин Н. А. О возможности использования смартфонов для навигации внутри помещений // Изв. Тульского гос. ун-та. Технические науки. 2017. № 9–2. С. 131–140.

31. LANDMARC: Indoor Location Sensing using Active RFID / L. M. Ni, Y. Liu, Y. C. Lau, A. P. Patil // Proc. of the First IEEE Intern. Conf. on Pervasive Computing and Communications. (PerCom 2003) Fort Worth, USA, 26 March, 2003. Piscataway: IEEE, 2003. P. 407–415. doi: 10.1109/percom.2003.1192765

32. Analysis of Indoor Positioning Approaches based on Active RFID / F.-j. Zhu, Z.-h. Wei, B.-j. Hu, J.-g. Chen, Z. Guo // 2009 5th Intern. Conf. on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Beijing, China, 24–26 Sept. 2009. Piscataway: IEEE, 2009. Art. 10952565(1–4). doi: 10.1109/WICOM.2009.5302555

33. Yao C. Y., Hsia W. C. An Indoor Positioning System based on the Dual-Channel Passive RFID Technology // IEEE Sensors J. 2018. Vol. 18, № 11. P. 4654–4663. doi: 10.1109/jsen.2018.2828044

34. Wang C. S., Cheng L. C. RFID & Vision based Indoor Positioning and Identification System // 2011 IEEE 3rd Intern. Conf. on Communication Software and Networks. Xi'an, China, 27–29 May 2011. Piscataway: IEEE, 2011. P. 506–510. doi: 10.1109/ICCSN.2011.6014945

35. PSOTrack: A RFID-Based System for Random Moving Objects Tracking in Unconstrained Indoor Environment / J. Li, G. Feng, W. Wei, Ch. Luo, L. Cheng, H. Wang,

H. Song, Zh. Ming // IEEE Internet of Things J. 2018. Vol. 5, № 6. P. 4632–4641. doi: 10.1109/JIOT.2018.2795893

36. Enhancing WSN-Based Indoor Positioning and Tracking through RFID Technology / Z. Xiong, Z. Y. Song, A. Scalera, F. Sottile, R. Tomasi, M. A. Spirito // 2012 Fourth Intern. EURASIP Workshop on RFID Technology. Torino, Italy, 27–28 Sept. 2012. Piscataway: IEEE, 2012. P. 107–114. doi: 10.1109/RFID.2012.26

37. Han Q., Jiao H. Application Research of Wireless Location Technology Based on ZigBee // 2017 International Conf. on Computer Technology, Electronics and Communication (ICCTEC). IEEE, 2017. P. 1270–1273. doi: 10.1109/ICCTEC.2017.00277

38. Окань С. В. Разработка локальной системы позиционирования с использованием модулей XBee Series 2 // Проблемы и перспективы развития экспериментальной науки: сб. ст. Междунар. науч.-практ. конф. "Проблемы и перспективы развития экспериментальной науки". Тюмень, 26 дек. 2018 г. В 5 ч. Уфа: ООО "ОМЕГА САЙНС". Ч. 3. С. 160–162.

39. Research on Positioning System based on Zigbee Communication / D. Yan, B. Kang, H. Zhong, R. Wang // 2018 IEEE 3rd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conf. (IAEAC). Chongqing, China, 12–14 Oct. 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 1027–1030. doi: 10.1109/iaeac.2018.8577263

40. Dong Z., Mengjiao C., Wenjuan L. Implementation of indoor Fingerprint Positioning Based on ZigBee // 2017 29th Chinese Control And Decision Conf. (CCDC). Chongqing, China, 28–30 May 2017. Piscataway: IEEE, 2017. P. 2654–2659. doi: 10.1109/CCDC.2017.7978963

41. Han C., Zhongtao W., Longxu W. Indoor Positioning System Based on Zigbee and Inertial System // 2018 5th Intern. Conf. on Dependable Systems and Their Applications (DSA). Dalian, China, 22–23 Sept. 2018. Piscataway: IEEE, 2018. P. 80–85. doi: 10.1109/DSA.2018.00023

42. Advanced Indoor Positioning Using Zigbee Wireless Technology / M. Uradzinski, H. Guo, X. Liu, M. Yu // Wireless Personal Communications. 2017. Vol. 97, № 4. P. 6509–6518. doi: 10.1007/s11277-017-4852-5

43. Multi-cell Based UWB Indoor Positioning System / J. M. Hong, S. H. Kim, K. J. Kim, C. G. Kim // 11th Asian Conf. on Intelligent Information and Database Systems. Yogyakarta, Indonesia, Apr. 8–11, 2019. Cham: Springer, ACIIDS 2019. P. 543–554. doi: 10.1007/978-3-030-14802-7_47

44. A Study of Indoor Positioning based on UWB Base-Station Configurations / A. Ren, F. Zhou, A. Rahman, X. Wang, N. Zhao, X. Yang // 2017 IEEE 2nd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conf. (IAEAC). Chongqing, China, 25–26 March 2017. Piscataway: IEEE, 2017. P. 1939–1943. doi: 10.1109/IAEAC.2017.8054352

45. Using DecaWave UWB Transceivers for High-Accuracy Multipath-Assisted Indoor Positioning / J. Kulmer, S. Hinteregger, B. Großwindhager, M. Rath, M. S. Bakr, E. Leitinger, K. Witrisal // 2017 IEEE Intern. Conf. on Communications Workshops (ICC Workshops). Paris, France, 21–25 May 2017. Piscataway: IEEE, 2017. P. 1239–1245. doi: 10.1109/ICCW.2017.7962828

46. Shi G., Ming Y. Survey of Indoor Positioning Systems Based on Ultra-Wideband (UWB) Technology // Wireless Communications, Networking and Applications. New Delhi: Springer, 2016. P. 1269–1278. doi: 10.1007/978-81-322-2580-5_115

47. Gang H. S., Park J. B., Pyun J. Y. Real-Time Indoor Positioning System Based on Background Training Model Using IR-UWB Radar // Intern. Conf. on Communications and Networking in China. Cham: Springer, 2017. Vol. 236. P. 361–371. doi: 10.1007/978-3-319-78130-3_37

48. Ultra wideband indoor positioning technologies: Analysis and recent advances / A. Alarifi, A. M. Al-Salman, M. Alsaleh, A. Alnafessah, S. Al-Hadhrami, M. Al-Ammar,

Hend Al-Khalifa //Sensors. 2016. Vol. 16, № 5. Art. 707. doi: 10.3390/s16050707

49. Mazhar F., Khan M. G., Sällberg B. Precise Indoor Positioning Using UWB: a Review of Methods, Algorithms and Implementations // Wireless Personal Communications. 2017. Vol. 97, № 3. P. 4467–4491. doi: 10.1007/s11277-017-4734-x

50. Wideband signal based near-field electromagnetic ranging for indoor localization / P. Wang, Z. Liu, X. Zhang, L. Xu, J. He, Y. Wan // 2018 Intern. Conf. on Advanced Control, Automation and Artificial Intelligence (ACAII 2018). Shenzhen, China, 21–22 Jan. 2018. Paris: Atlantis Press, 2018. doi: 10.2991/acaai-18.2018.57

Информация об авторах

Брагин Дмитрий Сергеевич – инженер по специальности "Радиосвязь, радиовещание и телевидение" (2005, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники), мл. науч. сотр. лаборатории регистров сердечно-сосудистых заболеваний, высокотехнологичных вмешательств и телемедицины Научно-исследовательского института кардиологии Томского национального исследовательского медицинского центра Российской академии наук. Автор 6 научных публикаций. Сфера научных интересов – связь, медицина.

Адрес: Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук, ул. Киевская, д. 111а, Томск, 634012, Россия

E-mail: braginds@mail.ru

<http://orcid.org/0000-0002-0875-3301>

Поспелова Ирина Владимировна – инженер по специальности "Радиоэлектронные системы" (2012, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники), мл. науч. сотр. лаборатории регистров сердечно-сосудистых заболеваний, высокотехнологичных вмешательств и телемедицины Научно-исследовательского института кардиологии Томского национального исследовательского медицинского центра Российской академии наук. Автор 9 научных публикаций. Сфера научных интересов – связь, медицина.

Адрес: Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук, ул. Киевская, д. 111а, Томск, 634012, Россия

E-mail: pospelova.irina88@gmail.com

<http://orcid.org/0000-0002-4215-285X>

Черепанова Ирина Владимировна – инженер по специальности "Радиоэлектронные системы" (2012, Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники), мл. науч. сотр. лаборатории регистров сердечно-сосудистых заболеваний, высокотехнологичных вмешательств и телемедицины Научно-исследовательского института кардиологии Томского национального исследовательского медицинского центра Российской академии наук. Сфера научных интересов – связь, медицина.

Адрес: Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук, ул. Киевская, д. 111а, Томск, 634012, Россия

E-mail: iv-sushkova@mail.ru

<http://orcid.org/0000-0002-6626-4979>

Серебрякова Виктория Николаевна – кандидат медицинских наук (2010), руководитель лаборатории регистров сердечно-сосудистых заболеваний, высокотехнологичных вмешательств и телемедицины Научно-исследовательского института кардиологии Томского национального исследовательского медицинского центра Российской академии наук. Автор более 80 научных работ. Сфера научных интересов – медицина, кардиология.

Адрес: Научно-исследовательский институт кардиологии, Томский национальный исследовательский медицинский центр Российской академии наук, ул. Киевская, д. 111а, Томск, 634012, Россия

E-mail: vsk75@yandex.ru

<http://orcid.org/0000-0002-9265-708X>

References

1. Vakhrusheva A. A. Positioning technologies in real time. *Vestnik of the SSUGT*. 2017, vol. 22, no. 1. (In Russ.)
2. Smol'kov M. S., Sukhobok Yu. A. Analysis of current technologies of construction indoor navigation systems. Scientific, technical and economic cooperation of the Asia-Pacific countries in the XXI century. 2019, vol. 2, pp. 88–92. (In Russ.)
3. Mier J., Jaramillo-Alcázar A., Freire J. J. At a glance: indoor positioning systems technologies and their applications areas. *International Conference on Information Technology & Systems*. Springer, Cham, 2019, pp. 483–493. doi:10.1007/978-3-030-11890-7_47
4. Brena R. F., García-Vázquez J. P., Galván-Tejada C. E., Muñoz-Rodríguez D., Vargas-Rosales C., Fangmeyer J. Evolution of Indoor Positioning Technologies: A Survey. *J. of Sensors*. Vol. 2017, art. ID 2630413, 21 p. doi:10.1155/2017/2630413
5. Kasatkina T. I., Chepelev M. Ju., Golev I. M. Analysis of existing technologies for indoor navigation. Actual problems of activity of sub-divisions of UIS. SB. mater. All-Russian scientific and Practical Conf. Voronezh, October 25, 2018. Voronezh, CPI "Scientific book", 2018, pp. 211–213.
6. Davidson P., Piché R. A survey of selected indoor positioning methods for smartphones. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2016, vol. 19, no. 2, pp. 1347–1370. doi: 10.1109/COMST.2016.2637663.
7. Bogurenko P. A., Burlakov M. E. The overview of local positioning methods the objects in wi-fi networks. *Vestn. Perm national research Polytechnic University. Electrical engineering, information technology, management systems*. 2017, no. 23, pp. 146–158. (In Russ.)
8. Ma R., Guo Q., Hu Ch., Xue J. An improved WiFi indoor positioning algorithm by weighted fusion. *Sensors*. 2015, vol. 15, no. 9, pp. 21824–21843. doi: 10.3390/s150921824
9. Satan A., Toth Z. Development of Bluetooth based indoor Positioning Application. 2018 IEEE Intern. Conf. on Future IoT Technologies (Future IoT). 18–19 Jan. 2018, Eger, Hungary. Piscataway, IEEE, 2018, art. 17668245 (1–6). doi: 10.1109/FIOT.2018.8325586
10. Guo X., Ansari N., Hu F., Shao Y., Elikplim N. R., Li L. A Survey on Fusion-based Indoor Positioning. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2019, vol. 22, no. 1, pp. 566–594. doi: 10.1109/COMST.2019.2951036
11. Petrova O. A., Tabunshchik G. V., Van Merode D. V. Method for location detection in indoor navigation systems. *Electrical and computer systems*. 2017, no. 25, pp. 270–278. (In Russ.)
12. Bodrova A. A. Radar methods of local positioning. *Alley of science*. 2017, vol. 4, no. 9, pp. 843–846. (In Russ.)
13. Gao S., Prasad S. Employing spatial analysis in indoor positioning and tracking using Wi-Fi access points. *Proceedings of the Eighth ACM SIGSPATIAL International Workshop on Indoor Spatial Awareness*, 2016. pp. 27–34. doi: 10.1145/3005422.3005425
14. Sivers M., Fokin G., Dmitriev P., Kireev A., Volgushev D., Ali A. A. H. Indoor Positioning in Wi-Fi and NanoLOC Networks. *Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems*. Sept. 26–28, 2016, St Petersburg, Russia. Cham, Springer, 2016, pp. 465–476. doi: 10.1007/978-3-319-46301-8_39
15. Malodushev S. V., Rogov A. A. Determination of Locations in Corporate Wi-Fi Networks. *Vestn. South Ural state University. Series: Mathematical modeling and programming*. 2016, vol. 9, no. 1, pp. 92–104. doi: 10.14529/mmp160107 (In Russ.)
16. Rempel' P. V., Borisov A. P. Development of a positioning system based on a wireless Wi-Fi network. scientific-practical. Conf. "Electronic tools and control systems", Tomsk, Nov. 28–30, 2018. no. 2, pp. 41–43. (In Russ.)
17. Radaelli L., Moses Y., Jensen C. S. Using Cameras to Improve Wi-Fi Based Indoor Positioning. 2014 Intern. Symp. on Web And Wireless Geographical Information Systems. May 29–30, 2014, Berlin, Seoul, South Korea. Heidelberg, Springer, 2014, pp. 166–183. doi: 10.1007/978-3-642-55334-9_11
18. Kabanov A. A. System of local positioning inside the room. *Mezhdunar. sci.-pract. Conf. "Science today: global challenges and development mechanisms"*, Apr. 26, 2017, Vologda. In 2 vols. 1. Vologda, OOO "Marker", 2017, pp. 16–17. (In Russ.)
19. Dickinson P., Cielniak G., Szymanczyk O., Mannion M. Indoor Positioning of Shoppers using a Network of Bluetooth Low Energy beacons. 2016 Intern. Conf. on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN). 4–7 Oct. 2016, Alcalá de Henares, Spain. Piscataway, IEEE, 2016, 8 p. doi: 10.1109/IPIN.2016.7743684
20. Paterna V. C., Augé A. C., Aspas J. P., Bullones M. P. A Bluetooth Low Energy Indoor Positioning System with Channel Diversity, Weighted Trilateration and Kalman Filtering. *Sensors*. 2017, vol. 17, no. 12, pp. 2927. doi: 10.3390/s17122927
21. Contreras D., Castro M., de la Torre D. S. Performance Evaluation of Bluetooth Low Energy in Indoor Positioning Systems. *Trans. on Emerging Telecommunications Technologies*. 2017, vol. 28, no. 1, art. e2864. doi: 10.1002/ett.2864
22. Zhou C., Yuan J., Liu H., Qiu J. Bluetooth indoor positioning based on RSSI and Kalman filter. *Wireless Personal Communications*. 2017, vol. 96, no. 3, pp. 4115–4130. doi: 10.1007/s11277-017-4371-4
23. Pešić S., Milenko T., Iković O., Radovanovic M., Ivanovic M., Boscovic D. BLEMAT: Data Analytics and Machine Learning for Smart Building Occupancy Detection and Prediction. *International Journal on Artificial Intelligence Tools*. 2019, vol. 28, no. 06, pp. 1960005. doi: 10.1142/S0218213019600054
24. Grinyak V. M., Devyatishnyi A. S., Lulko V. I., Tsibanov P. A. Indoor positioning system based on bluetooth beacons. *Modélisation, optimisation et technologies de l'information*. 2018, vol. 6, no. 2, pp. 132–143. (In Russ.)

25. Hsieh J.-Y., Fan Ch.-H., Liao J.-Z., Hsu J.-Y. and Chen H. Study on the Application of Indoor Positioning based on Low Power Bluetooth Device Combined with Kalman Filter and Machine Learning. *EasyChair*. 2019, no. 1198.
26. Astafiev A. V., Zhiznyakov A. L., Privezentsev D. G. Development of Indoor Positioning Algorithm Based on Bluetooth Low Energy beacons for Building RTLS-Systems. 2019 Intern. Russian Automation Conf. (RusAuto-Con). Sochi, Russia, 8–14 Sept. 2019. Piscataway, IEEE, 2019, art. 19060983(1–5). doi: 10.1109/RUSAUTO-CON.2019.8867751
27. Kalikullina Z. V. Local positioning System using bluetooth standards. Modern problems of scientific activity. Prospects for implementing innovative solutions. Collection of articles international. Scientific and practical Conf. Chelyabinsk, Jun. 10, 2019. Ufa, Aeterna LLC, pp. 31–34. (In Russ.)
28. Bramhe M. V., Gan J., Ghod-page N., Nawale A., Bahe G. Indoor Positioning System using Magnetic Positioning and BLE beacons. *Int. Res. J. Eng. Technol.* 2017, vol. 4, no. 3, pp. 1031–1036.
29. Grinyak V. M., Grinyak T. M., Tsibanov P. A. Indoor positioning system based on Bluetooth beacons. Territory of new opportunities. Bulletin of the Vladivostok state University of Economics and service. 2018, no. 2 (41), pp. 137–147 doi: 10.24866/VVSU/2073-3984/2018-2/137-147 (In Russ.)
30. Koshelev B. V., Karagin N. A. On possibility of smart phone's use for indoor navigation. *Izv. of the Tula State University. Technical science.* 2017, no. 9–2, pp. 131–140. (In Russ.)
31. Ni L. M., Liu Y., Lau Y. C., Patil A. P. LANDMARC: Indoor Location Sensing using Active RFID. *Proc. of the First IEEE Intern. Conf. on Pervasive Computing and Communications*, 2003. (PerCom 2003). 26 March, Fort Worth, USA. Piscataway, IEEE, 2003, pp. 407–415. doi: 10.1109/percom.2003.1192765
32. Zhu F.-j., Wei Z.-h., Hu B.-j., Chen J.-g., Guo Z. Analysis of Indoor Positioning Approaches based on Active RFID. 2009 5th Intern. Conf. on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. Beijing, China, 24–26 Sept. 2009. Piscataway, IEEE, 2009, art. 10952565(1–4). doi: 10.1109/WICOM.2009.5302555
33. Yao C. Y., Hsia W. C. An Indoor Positioning System based on the Dual-Channel Passive RFID Technology. *IEEE Sensors J.* 2018, vol. 18, no. 11, pp. 4654–4663. doi: 10.1109/jsen.2018.2828044
34. Wang C. S., Cheng L. C. RFID & Vision based Indoor Positioning and Identification System. 2011 IEEE 3rd Intern. Conf. on Communication Software and Networks. Xi'an, China, 27–29 May 2011. Piscataway, IEEE, 2011, pp. 506–510. doi: 10.1109/ICCSN.2011.6014945
35. Li J., Feng G., Wei W., Luo Ch., Cheng L., Wang H., Song H., Ming Zh. PSOTrack: A RFID-Based System for Random Moving Objects Tracking in Unconstrained Indoor Environment. *IEEE Internet of Things J.* 2018, vol. 5, no. 6, pp. 4632–4641. doi: 10.1109/JIOT.2018.2795893
36. Xiong Z., Song Z. Y., Scalera A., Sottile F., Tomasi R., Spirito M. A. Enhancing WSN-Based Indoor Positioning and Tracking through RFID Technology 2012 Fourth Intern. EURASIP Workshop on RFID Technology. Torino, Italy, 27–28 Sept. 2012. Piscataway, IEEE, 2012, pp. 107–114. doi: 10.1109/RFID.2012.26
37. Han Q., Jiao H. Application Research of Wireless Location Technology Based on ZigBee. 2017 International Conference on Computer Technology, Electronics and Communication (ICCTEC). IEEE, 2017, pp. 1270–1273. doi: 10.1109/ICCTEC.2017.00277
38. Okan S. V. Development of a local positioning system using XBee Series 2 modules. Problems and prospects of experimental science development. SB. St. Int. scientific-practical Conf. "Problems and prospects of experimental science development". Tyumen, December 26, 2018, In 5 pt. Ufa, OOO "OMEGA SCIENCE", pt. 3, pp. 160–162.
39. Yan D., Kang B., Zhong H., Wang R. Research on Positioning System based on Zigbee Communication. 2018 IEEE 3rd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conf. (IAEAC). Chongqing, China, 12–14 Oct. 2018. Piscataway, IEEE, 2018, pp. 1027–1030. doi: 10.1109/iaeac.2018.8577263
40. Dong Z., Mengjiao C., Wenjuan L. Implementation of indoor fingerprint positioning based on ZigBee // 2017 29th Chinese Control And Decision Conference (CCDC), Chongqing, China, 28–30 May 2017. Piscataway, IEEE, 2017, pp. 2654–2659. doi: 10.1109/CCDC.2017c7978963
41. Han C., Zhongtao W., Longxu W. Indoor Positioning System Based on Zigbee and Inertial System. 2018 5th Intern. Conf. on Dependable Systems and Their Applications (DSA), IEEE, 2018, pp. 80–85. doi: 10.1109/DSA.2018.00023
42. Uradzinski M., Guo H., Liu X., Yu M. Advanced Indoor Positioning Using Zigbee Wire-less Technology. *Wireless Personal Communications*. 2017, vol. 97, no. 4, pp. 6509–6518. doi: 10.1007/s11277-017-4852-5
43. Hong J. M., Kim S. H., Kim K. J., Kim C. G. Multi-cell Based UWB Indoor Positioning System. 11th Asian Conf. on Intelligent Information and Database Systems. Yogyakarta, Indonesia, April 8–11, 2019. Cham, Springer, ACIIDS 2019, pp. 543–554. doi: 10.1007/978-3-030-14802-7_47
44. Ren A., Zhou F., Rahman A., Wang X., Zhao N., Yang X. A Study of Indoor Positioning based on UWB Base-Station Configurations. 2017 IEEE 2nd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC). Chongqing, China, 25–26 March 2017. Piscataway, IEEE, 2017, pp. 1939–1943. doi: 10.1109/IAEAC.2017.8054352
45. Kulmer J., Hinteregger S., Großwindhager B., Rath M., Bakr M. S., Leitinger E., Witrals K. Using DecaWave UWB Transceivers for High-Accuracy Multipath-Assisted Indoor Positioning. 2017 IEEE Intern. Conf. on Communications Workshops (ICC Workshops). Paris, France, 21–25 May 2017. Piscataway, IEEE, 2017, pp. 1239–1245. doi: 10.1109/ICCW.2017.7962828

46. Shi G., Ming Y. Survey of Indoor Positioning Systems Based on Ultra-Wideband (UWB) Technology. Wireless Communications, Networking and Applications. New Delhi, Springer, 2016, pp. 1269–1278. doi: 10.1007/978-81-322-2580-5_115

47. Gang H. S., Park J. B., Pyun J. Y. Real-Time Indoor Positioning System Based on Background Training Model Using IR-UWB Radar. Intern. Conf. on Communications and Networking in China. Cham, Springer, 2017, vol. 236, pp. 361–371. doi: 10.1007/978-3-319-78130-3_37

48. Alarifi A., Al-Salman A.M., Alsaleh M., Alnafessah A., Al-Hadhrami S., Al-Ammar M., Al-Khalifa H. Ultra wideband in-

door positioning technologies: Analysis and recent advances. Sensors. 2016, vol. 16, no. 5, art. 707. doi: 10.3390/s16050707

49. Mazhar F., Khan M. G., Sällberg B. Precise Indoor Positioning Using UWB: a Review of Methods, Algorithms and Implementations. Wireless Personal Communications. 2017, vol. 97, no. 3, pp. 4467–4491. doi: 10.1007/s11277-017-4734-x

50. Wang P., Liu Z., Zhang X., Xu L., He J., Wan Y. Wideband signal based near-field electromagnetic ranging for indoor localization. 2018 Intern. Conf. on Advanced Control, Automation and Artificial Intelligence (ACAAI 2018). Shenzhen, China, 21–22, Jan., 2018. Paris, Atlantis Press, 2018. doi: 10.2991/acaai-18.2018.57

Information about the Authors

Dmitriy S. Bragin – Engineer of Radio, broadcasting and Television (2005, Tomsk state university of control systems and radioelectronics). Junior Researcher Scientist of the Laboratory of registries of cardiovascular diseases, high-tech interventions and telemedicine, Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: communication, medicine.

Address: Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences (Cardiology Research Institute, Tomsk NRMC), 111a Kievskaya St., Tomsk 634012, Russia

E-mail: braginds@mail.ru

<http://orcid.org/0000-0002-0875-3301>

Irina V. Pospelova – Engineer of Computer Software and Automated Systems (2016, National Research Tomsk Polytechnic University), Junior Researcher Scientist of the Laboratory of registries of cardiovascular diseases, high-tech interventions and telemedicine, Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences. The author of 9 scientific publications. Area of expertise: communication, medicine.

Address: Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences (Cardiology Research Institute, Tomsk NRMC), 111a Kievskaya St., Tomsk 634012, Russia

E-mail: pospelova.irina88@gmail.com

<http://orcid.org/0000-0002-4215-285X>

Irina V. Cherepanova – Engineer of Electronic systems (2012, Tomsk state university of control systems and radioelectronics). Junior Researcher Scientist of the Laboratory of registries of cardiovascular diseases, high-tech interventions and telemedicine, Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences. Area of expertise: communication, medicine.

Address: Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences (Cardiology Research Institute, Tomsk NRMC), 111a Kievskaya St., Tomsk 634012, Russia

E-mail: iv-sushkova@mail.ru

<http://orcid.org/0000-0002-6626-4979>

Victoria N. Serebryakova – PhD (2010), Head of the Laboratory of registries of cardiovascular diseases, high-tech interventions and telemedicine, Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences. The author of more than 80 scientific publications. Area of expertise: medicine, cardiology.

Address: Cardiology Research Institute, Tomsk National Research Medical Center, Russian Academy of Sciences (Cardiology Research Institute, Tomsk NRMC), 111a Kievskaya St., Tomsk 634012, Russia

E-mail: vsk75@yandex.ru

<http://orcid.org/0000-0002-9265-708X>

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

УДК 004.93+535.8

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-3-80-92>

Системы анализа биомедицинских данных для диагностики злокачественных новообразований кожи

О. О. Мякинин✉

Самарский национальный исследовательский университет
имени академика С. П. Королева, Самара, Россия

✉ myakole@gmail.com

Аннотация

Введение. Эффективность диагностики злокачественных новообразований кожи остается неудовлетворительной ввиду сложного процесса интерпретации клинических признаков. С другой стороны, в последние два десятилетия активно развиваются неинвазивные оптические методы диагностики, например цифровая дерматоскопия для визуализации поверхностных новообразований и оптическая когерентная томография (ОКТ) для получения пространственных срезов. Последние успехи в области исследований неинвазивных средств диагностики делают данную область весьма перспективной для исследований в клинических условиях.

Цель работы. Создание программных модулей на основе математического аппарата текстурного анализа для биомедицинских систем, предназначенных для диагностики злокачественных новообразований кожи.

Материалы и методы. Представлены алгоритмы программных модулей, созданных для оптических установок собственной разработки. Программные модули для дерматоскопического модуля выполнены на основе преобразования Хаара, локальных бинарных шаблонов и цветовых признаков, а для ОКТ – на базе признаков Харалика, Тамура, фрактальной размерности, комплексного поля направлений и марковских случайных полей. Проведены исследования на наборах из 106 дерматоскопических и 1008 ОКТ-изображений, содержащих различные классы патологий, включая меланому и базально-клеточную карциному (БКК).

Результаты. Экспериментально получены значения чувствительности и специфичности для дерматоскопической системы и ОКТ.

Заключение. Чувствительность дерматоскопической системы с разработанными алгоритмами составила 90 против 93 % по известным источникам, специфичность – 86 против 80 %. Одним из факторов увеличения можно считать введение персонифицированного режима – добавление сравнительных признаков, оценивающих различия между опухолью и нормальной тканью, в программный модуль анализа. При диагностике меланомы точность ОКТ повышена до 97 %, а при диагностике БКК – до 96 %.

Ключевые слова: дерматоскопия, оптическая когерентная томография, текстурный анализ, меланома, базально-клеточная карцинома, программная система

Для цитирования: Мякинин О. О. Системы анализа биомедицинских данных для диагностики злокачественных новообразований кожи // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 3. С. 80–92. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-80-92

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 25.03.2020; принята к публикации после рецензирования 12.04.2020; опубликована онлайн 29.06.2020



Biomedical Data Analysis Systems for the Diagnosis of Skin Neoplasms

Oleg O. Myakinin✉

Samara National Research University, Samara, Russia

✉ myakole@gmail.com

Abstract.

Introduction. The effectiveness of the diagnosis of malignant neoplasms of the skin remains unsatisfactory due to the complex process of interpretation of clinical features. On the other hand, in the last two decades, non-invasive optical diagnostic methods have been actively developed, for example, digital dermatoscopy for visualization of surface neoplasms and Optical Coherence Tomography (OCT) for obtaining spatial scans. Recent advances in the study of non-invasive diagnostic tools makes this area very promising for research in a clinical condition.

Aim. Developing of software modules based on the mathematical framework of texture analysis for biomedical data systems designed for the diagnosis of skin malignant neoplasms.

Materials and methods. Algorithms of software modules developed for optical systems of our own design are presented. Algorithms for a dermatoscopic module are based on the Haar transform, Local Binary Patterns and color features. Algorithms for OCT are based on the texture features of Haralick, Tamura, fractal dimension, complex directional field and Markov random field. Studies were conducted on sets of 106 dermatoscopic and 1008 OCT images of various classes of pathologies, including melanoma and Basal Cell Carcinoma (BCC).

Results. The values of sensitivity and specificity for the dermatoscopic system and OCT were experimentally obtained.

Conclusion. The sensitivity of the dermatoscopic system is 90 % versus 93 % for other authors, as well as the specificity is 86 % versus 80 %. One of the factors of the increase can be considered the introduction of a personalized mode – the addition of comparative features evaluating a difference between a tumor and a normal tissue in the software analysis module. The improved accuracy of OCT is up to 97 % for the diagnosis of melanoma and up to 96 % for the diagnosis of BCC.

Keywords: dermatoscopy, optical coherence tomography, texture analysis, melanoma, basal cell carcinoma

For citation: Myakinin O. O. Biomedical Data Analysis Systems for the Diagnosis of Skin Neoplasms. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 3, pp. 80–92. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-80-92

Conflict of interest. Author declares no conflict of interest.

Submitted 25.03.2020; accepted 12.04.2020; published online 29.06.2020

Введение. Эффективность диагностики злокачественных новообразований варьируется в зависимости от типа патологии, но в целом остается неудовлетворительной из-за сложности интерпретации клинических признаков на ранней стадии заболевания [1], что ведет к увеличению смертности. В связи с этим разработка новых систем диагностики выглядит весьма актуальной и оправданной.

Оптическая когерентная томография (ОКТ) [2] с успехом используется в офтальмологии для получения изображений высокого разрешения [3], где важно получать точные срезы области сетчатки для оценки ее морфологических признаков. Что касается новообразований кожи, то ОКТ спо-

собно визуализировать границы патологий с микронным разрешением [4]. Однако ввиду оптических и морфологических особенностей тканей широко исследуется лишь базально-клеточная карцинома (БКК) (basal cell carcinoma – BCC) [5], но, как правило, чувствительность и специфичность ОКТ-диагностики не превышает 75 % для различных типов рака кожи.

Локализация опухоли на поверхности кожи делает возможным визуальную инспекцию с помощью дерматоскопии [6]. Дерматоскопические цифровые системы могут представлять из себя как самостоятельное медицинское устройство, так и приставку к внешней камере, например DermLite Carbon или DermLite Foto X (оба – 3Gen, США).

Обычно устройства работают в поляризованном свете, однако, например, The Foto X способен работать также в неполяризованном [7].

Отдельно следует отметить мультиспектральные дерматоскопы. Примерами могут служить приборы SIAScore и MelaFind. Оба прибора ведут съемку в нескольких спектральных диапазонах. Идея SIAScore предложена Саймоном Коттоном [8, 9] в 1996 г. SIAScore ведет съемку в пяти спектральных диапазонах, MelaFind – в 10 различных диапазонах от синего до инфракрасного, захватывая в глубину до 2.5 мм [10]. Точность SIAScore в диагностике меланомы достигает 83 % [11], а с помощью дополнительного программного модуля MoleMate – 100 % [12]. Парадоксальный факт, но в том исследовании и точность экспертной оценки без MoleMate при диагностике меланомы составила 94 %. Что касается MelaFind, то авторы [13] утверждают о 100 %-й чувствительности в диагностике опухолей кожи при крайне низкой специфичности 5.5 %.

Описанные технические средства требуют экспертной оценки специалистом. Параллельно развиваются математические методы автоматического распознавания кожных патологий. Авторы [14] достигли 97 %-й чувствительности диагностики меланомы с помощью решающих деревьев, однако специфичность была менее 50 %. В [15] авторы с использованием нейронных сетей получили 90 %-ю точность диагностики меланомы и 94 %-ю плоскоклеточного рака. В [16] точность диагностики меланомы превысила 95 %, БКК – 92 % с помощью метода опорных векторов.

В анализе изображений широко используется математический аппарат текстурного анализа [17–19], несмотря на то что единой модели и понимания текстуры не существует. Известны, по крайней мере, три подхода к описанию текстур [20–22]: статистический, структурный и стохастический.

Настоящая статья посвящена описанию систем анализа дерматоскопических изображений и изображений ОКТ, а также результатов исследований *in vivo* и *ex vivo* разделимости классов патологий. Обсуждение и сравнительный анализ приведены в последней части.

Материалы и методы. *Дерматоскопическая система.* Клиническое исследование *in vivo* проводилось с использованием разработанной в лаборатории "Фотоника" Самарского национального исследовательского университета им. акад. С. П. Королева дерматоскопической системы, со-

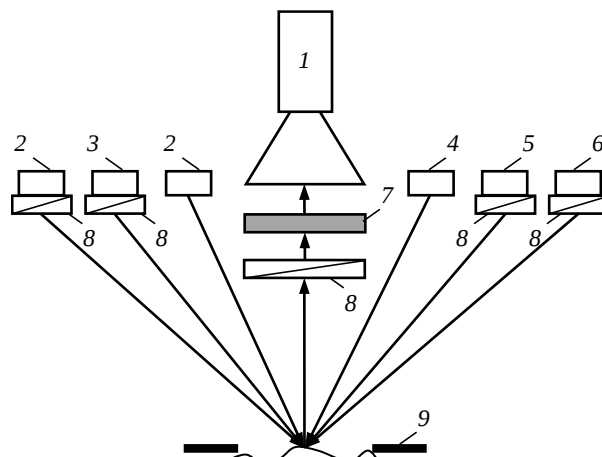


Рис. 1. Оптическая схема дерматоскопического модуля: 1 – телевизионная камера; 2 – белые СД; 3 – красный СД; 4 – УФ СД; 5 – зеленый СД; 6 – синий СД; 7 – фильтр подавления УФ-излучения; 8 – поляризатор; 9 – корпус

Fig. 1. Optical scheme of the dermatoscopy unit: 1 – television cameras; 2 – white LED; 3 – red LED; 4 – UW LED; 5 – green LED; 6 – blue LED; 7 – UV suppression filter; 8 – polarizer; 9 – housing

стоящей из оптического модуля (рис. 1) и программного модуля для текстурного анализа новообразований. Устройство позволяет получать изображения в нескольких режимах подсветки, включая мультиспектральную визуализацию в поляризованном свете, а также визуализацию автофлуоресценции (нативной флуоресценции) при ультрафиолетовой подсветке. В качестве фоновой подсветки используются 4 белых светодиода (СД) FM-5630WDS-460W-R80 (с поляризационным покрытием и без) (рис. 1, 2) и три группы СД видимого диапазона (CREE XPCReD-L1-0000-00301 (рис. 1, 3), CREE XRCGRN-L1-0000-00N01 (рис. 1, 5), CREE XREBLU-L1-0000-00K01 (рис. 1, 6)) с пиковыми длинами волн в красном (620 нм), зеленом (530 нм) и синем (470 нм) диапазонах соответственно. Автофлуоресценция возбуждается с помощью ультрафиолетовых (УФ) светодиодов LEUVA77V20RV00 (рис. 1, 4) с пиковой интенсивностью на длине волны 365 нм. Камера снабжена широкополосным фильтром ThorLabs FGL435 (рис. 1, 7) для фильтрации автофлуоресценции, а также кроссполяризатором (рис. 1, 8) для визуализации подкожных слоев эпидермиса. Пример мультиспектрального изображения представлен на рис. 2 [23].

Программный модуль системы реализует алгоритм, построенный по модели обучения с учителем, который анализирует и классифицирует изображения, базируясь на оценке цветовых и текстурных

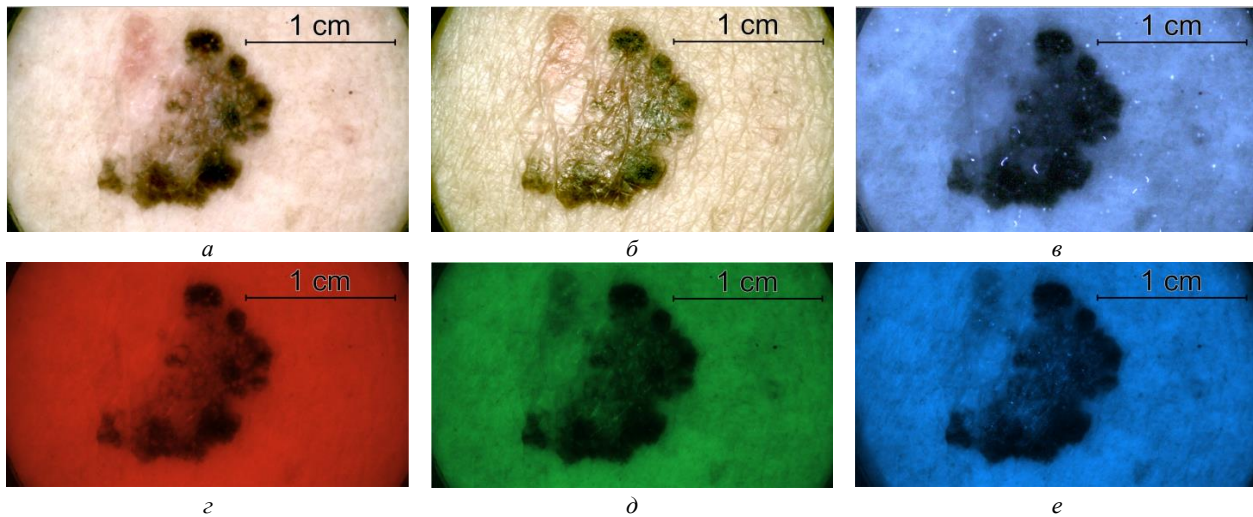


Рис. 2. Мультиспектральное изображение беспигментной меланомы в различных подсветках:

a – белая поляризованная; *б* – белая неполяризованная; *в* – автофлуоресценция; *г* – красная; *д* – зеленая; *е* – синяя

Fig. 2. Multispectral images of the nonpigmented melanoma under various highlights:

a – white polarized; *б* – white non-polarized; *в* – autofluorescence; *г* – red; *д* – green; *е* – blue

признаков, косвенно оценивающих так называемый семиточечный проверочный список [24]. Алгоритм состоит из следующих шагов [23, 25]:

- предварительная фильтрация изображения: цветокоррекция, фильтр удаления волос и медианная фильтрация;
- выделение региона интереса (Region of Interest – ROI) (область опухоли, переходная область и область здоровой кожи, рис. 3 [23]);

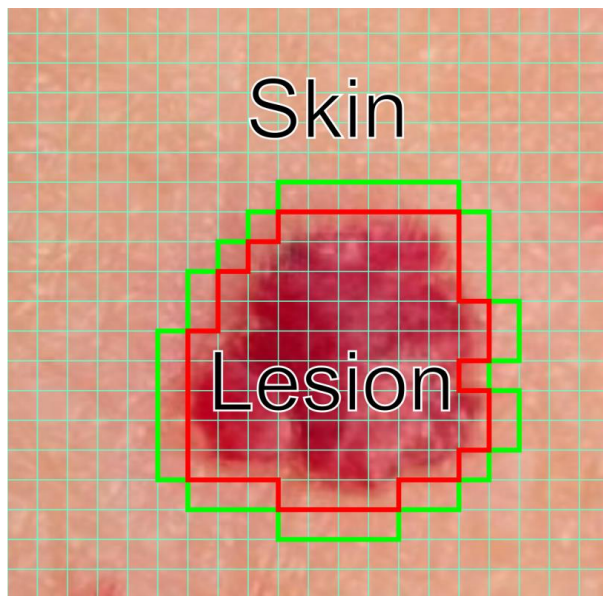


Рис. 3. Области нормальной кожи (Skin) и опухоли (Lesion). Один ряд четырехсвязных блоков между ними образует переходную область

Fig. 3. Normal Skin and Lesion regions. One row of four connected blocks between them forms a transition region

- оценивание цветовых и текстурных признаков (признаки Хаара, локальные бинарные шаблоны (Local Binary Patterns – LBP) для области опухоли и здоровой ткани;

- оценка сравнительных признаков (персонализированный подход: цветотекстуальные признаки оцениваются и для области опухоли, и для области нормальной кожи; оценивается и добавляется к вектору признаков опухоли сравнительная метрика [23]);

- распознавание (рекомендация диагноза) с использованием метода опорных векторов (Support Vector Machine – SVM).

Система оптической когерентной томографии. Лабораторное исследование *ex vivo* образцов проводилось с помощью системы, включающей оптический модуль и собранную в лаборатории "Фотоника" установку ОКТ спектрального типа (рис. 4). Она включает в себя широкополосный суперлюминесцентный лазерный диод (рис. 4, 1) (полоса излучения 840 ± 45 нм, выходная мощность 20 мВт), интерферометр Майкельсона с коэффициентом деления 50/50 (рис. 4, 2) и спектрофотометр (рис. 4, 5), содержащий дифракционную решетку (1200 штрихов/мм) (рис. 4, 6) и линейную ПЗС-камеру (рис. 4, 7) (разрешение 2048 пикселей, частота развертки 29.3 кГц). Интерференционный сигнал регистрировался спектрофотометром и оцифровывался картой захвата изображений (NI-IMAQ PCI-1428). Пример изображения представлен на рис. 5, где эллипсами выделены отличительные топологические признаки БКК – "гнезда".

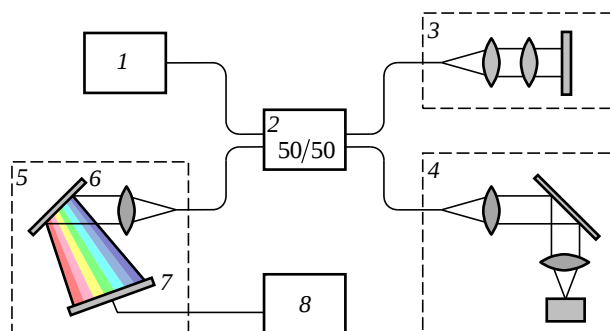


Рис. 4. Схема спектральной ОКТ: 1 – широкополосный источник оптического излучения; 2 – интерферометр Майкельсона с коэффициентом деления 50/50; 3 – опорное плечо; 4 – предметное плечо; 5 – спектрофотометр с дифракционной решеткой 6 и ПЗС-камерой 7; 8 – компьютер

Fig. 4. Scheme of the spectral optical coherence tomography (OCT): 1 – broadband optical radiation source; 2 – michelson interferometer with division factor 50/50; 3 – reference arm; 4 – sample arm; 5 – spectrophotometer with diffraction grating 6 and CCD camera 7; 8 – computer

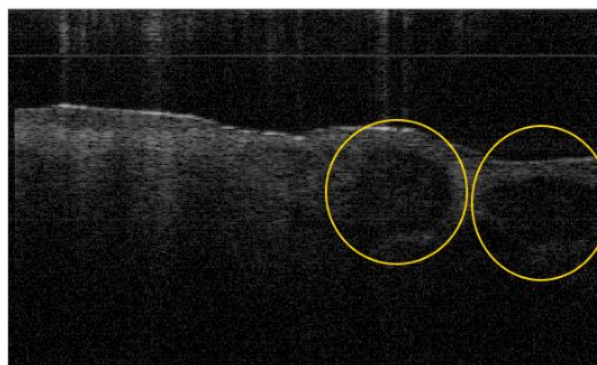


Рис. 5. ОКТ-изображение базально-клеточного рака

Fig. 5. Image of the OCT of basal cell carcinoma

Оптический модуль дополнен программным, алгоритм которого состоит из следующих основных этапов:

- предварительная фильтрация изображения: удаление шумов с помощью интервального нечеткого анизотропического диффузного фильтра II типа [26];
- оценка текстурных признаков (табл. 1);
- распознавание патологии методом SVM.

Таблица 1. Диагностические текстурные признаки для оценки ОКТ-изображений новообразований

Table 1. Diagnostic features of OCT skin tumors

Группа признаков	Название признака	Описание признака
Харалик [27]	Correlation_0/45/90/135	Корреляция Харалика по GLCM-матрице в направлении 0/45/90/135°
	Homogeneity_0/45/90/135	Однородность Харалика по GLCM-матрице в направлении 0/45/90/135°
	Contrast_0/45/90/135	Контраст Харалика по GLCM-матрице в направлении 0/45/90/135°
	Energy_0/45/90/135	Энергия Харалика по GLCM-матрице в направлении 0/45/90/135°
Габор [28]	Gabor_0/1/2/.../16	17 признаков Габора
Тамура [29]	F_{cnt}	Контраст Тамура
	F_{dir}	Направленность
	F_{crs}	Зернистость
Фрактальная размерность	D_{1f}	Метод подсчета фрактальной размерности 1D "box counting" [30]
	S_{df}	Стандартное отклонение фрактальной размерности метода 1D "box counting"
	D_{ps}	2D фрактальная спектральная размерность [31]
	D_{2f}	Дифференциальный метод подсчета фрактальной размерности 2D "box counting" [32]
Комплексное поле направлений (КПН) [33]	CDF_mean/variance	Среднее/дисперсия фазы КПН
	WF_mean/variance	Среднее/дисперсия весовой функции (ВФ)
Марковские случайные поля (МСП) [34]	MeanR	Среднее значение автокорреляционной функции
	VarR	Дисперсия автокорреляционной функции

Биологические образцы. В эксперименте *in vivo* с дерматоскопической системой использовался набор из 106 изображений, состоящий из 53 изображений меланом и 53 прочих типов новообразований (22 пигментных невуса, 4 папиломы, 1 дерматофиброма, 25 кератом и 1 болезнь Боуэна). Все оригинальные изображения сохранялись в формате tiff (RGB, 12 бит/канал). После этого глубина цвета уменьшалась программно до 8 бит/канал и изображения поступали на вход программного модуля анализа и распознавания. Регионы интереса выделялись в автоматическом режиме.

В эксперименте *ex vivo* с ОКТ-системой суммарно использовался набор из 1008 изображений, включая 272 изображения БКК, 229 – здоровой кожи, 254 – меланомы и 253 – пигментного невуса.

Все изображения получены с совершеннолетних пациентов (европеоиды, I и II фенотипы кожи) Самарского онкологического диспансера, давших на это согласие. Протоколы исследований *in vivo* и *ex vivo* были одобрены этическим комитетом Самарского государственного медицинского университета. Все диагнозы подтверждены гистологически.

Результаты. В табл. 2 представлены достигнутые результаты точности (чувствительность, специфичность) классификации системы (программного модуля) на дерматоскопических изображениях. Из-за небольшого количества изображений за обучающую выборку был взят весь набор изображений, для которых приведены результаты. Затем проводилась кроссвалидация по следующему принципу: набор изображений случайно делился на обучающую и тестовую выборки в соотношениях 80/20, 70/30, 60/40 и 50/50 %. Классификатор каждый раз заново переобучался на обучающей выборке, а за результат принималась точность классификации на тестовой выборке. В заключение показатели точности усреднялись.

Результаты классификации ОКТ, полученные с использованием принципа отложенной выборки, представлены в табл. 3. Кроссвалидация типа k-fold выполнялась случайным делением всех об-

разцов на 5 групп-фолдов (каждый раз набор изображений случайным образом делился на обучающую и тестовую выборки в соотношении 80/20 %). За результаты брались усредненные результаты на тестовых выборках по всем фолдам. Бинарные классификаторы для случаев меланомы против пигментного невуса показаны на рис. 6. Представлены фазовые плоскости для признаков Харалика (Энергия – Однородность) для В-сканов и для КРН (дисперсия – среднее) для С-сканов. В качестве метода классификации выбраны решающие деревья с глубиной ветвления 5. Классификатор представляет собой фрагментацию фазовой плоскости, так как каждый класс – это набор неперекрывающихся областей.

Из приведенных данных следует, что наибольшая точность была достигнута в бинарной классификации для признаков Тамура при отделении меланомы от пигментного невуса. Однако более стабильные результаты классификации с примерно эквивалентными соотношениями чувствительности и специфичности уже для разных классов (меланомы против невуса, БКК против невуса) были получены для Харалика (Энергия – Однородность). В то же время точность классификации БКК против невуса с помощью признаков Тамура (Контраст – Зернистость) примерно на 10 % ниже, чем точность определения меланомы. Стоит отметить, что точное определение типа новообразования является очень важным, потому что от этого зависят варианты будущего лечения (например, резекция для меланомы или лазерная абляция для БКК).

Стандартный протокол диагностики зачастую состоит из нескольких этапов и включает в себя последовательное определение самого факта потенциальной злокачественности новообразования (обычно врачом общей практики), после чего определяется уже конкретный тип новообразования. Таким образом, "классификатор злокачественности" видится весьма популярным в медицине. Его задача – отделить злокачественные новообразования от доброкачественных. Это дает врачу подсказку, что делать дальше для определения типа патологии, если новообразование злокачественное. С другой стороны, врачу прежде всего желательно сразу же отделить меланому от всех остальных случаев ввиду крайней опасности последней. В данном случае классификатор меланомы против всех остальных случаев видится очень подходящим.

Таблица 2. Результаты классификации дерматоскопических снимков

Table 2. Classification results for dermatoscopic image set

Выборка	Чувствительность, %	Специфичность, %
Обучающая	96	89
Кроссвалидация	90	86

Таблица 3. Статистические показатели разделения тканей

Table 3. Statistical characteristics of the tissues separation

Класс	Координаты фазовой плоскости	Срез 1	Срез 2	Чувствительность, %	Специфичность, %	Кол-во изображений		
						Общее	Срез 1	Срез 2
Харалик	Энергия – Однородность	БКК	Невус	93	94	526	273	253
		Меланом	Невус	92	93	507	254	253
		Невус	Здоровая кожа	95	87	482	253	229
КПН	Дисперсия ВФ – дисперсия фазы	Меланом	Невус	83	96	507	254	253
	Дисперсия ВФ – дисперсия КПН	БКК	Невус	77	97	502	273	229
МСП	Дисперсия – среднее	БКК	Невус	95	96	526	273	253
		Меланом	Невус	81	89	507	254	253
Тамура	Контраст – Зернистость	БКК	Невус	88	91	526	273	253
		Меланом	Невус	96	93	507	254	253

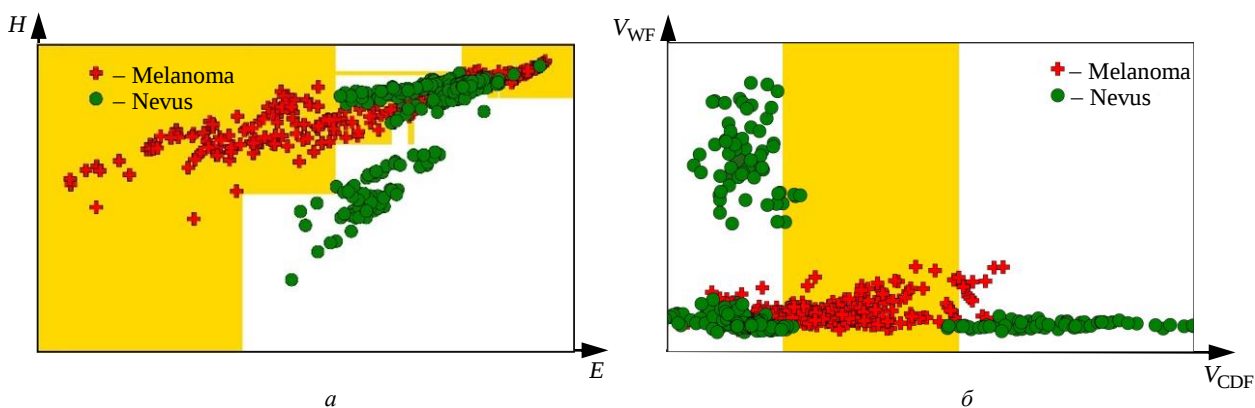


Рис. 6. Фазовые плоскости бинарных классификаторов меланомы против пигментного невуса: а – для Харалика (Энергия (E) – Однородность (H)); б – КПН (дисперсия фазы (V_{CDF}) – дисперсия ВФ (V_{WF}))

Fig. 6. Scatter plots for binary classifier of the melanoma vs nevus for: а – Haralick (Energy (E) – Homogeneity (H)); б – CDF (CDF variance (V_{CDF}) – WF variance (V_{WF}))

Результаты бинарной классификации методом SVM представлены в табл. 4. Точность определения злокачественности превышает 90 % с последующей возможностью определения меланомы с чувствительностью и специфичностью на уровне 96 %.

Затем SVM был модифицирован на случай многоклассовости. Табл. 5 и 6 показывают результаты этих классификаций. В таблицах каждая строка может быть рассмотрена как бинарный классификатор соответствующего класса против всех остальных типов в наборе данных. Например, БКК против меланомы и невуса в табл. 5 или БКК против совокупности меланомы, невуса и здоровой кожи в табл. 6. Precision, Recall и F_1 -score были вычислены для всех возможных бинарных случаев с использованием линейного бинарного SVM и всех возможных текстурных свойств для В-сканов.

Полученные результаты можно оценить, как многообещающие. Precision не опускаются ниже 88 % для здоровой кожи, т. е. данный классификатор изначально фокусируется на более точное определение новообразований, Precision и Recall (численно соответствует специфичности для бинарных классификаторов) не опускаются ниже 89 % для четырехклассового и 95 % для трехклассового классификаторов.

Обсуждение и выводы. В настоящей статье представлены результаты анализа двух наборов различных новообразований (включая злокачественные) двумя разными системами – дерматоскопической и ОКТ. Эти системы фундаментально отличаются не только разрешением, но и физическими принципами формирования изображений. В случае дерматоскопии суммируется рассеянное излуче-

Таблица 4. Результаты бинарной SVM-классификации

Table 4. Results of the binary SVM-classification

Классификация	Чувствительность, %	Специфичность, %	Общее количество изображений
Злокачественные опухоли vs остальные изображения	90	89	1011
Меланомы vs остальные опухоли	96	96	490

Таблица 5. SVM-классификатор на 3 класса

Table 5. Three-class SVM classifier

Срез	Precision, %	Recall, %	F ₁ -score, %	Количество изображений
БКК	96	98	97	268
Меланома	97	95	96	239
Невус	99	99	99	251
Всего				748

Таблица 6. SVM-классификатор на 4 класса

Table 6. Four-class SVM classifier

Срез	Precision, %	Recall, %	F ₁ -score, %	Количество изображений
БКК	91	93	92	268
Меланома	93	90	91	239
Здоровая кожа	88	89	88	253
Невус	99	99	99	251
Всего				1011

ние от всех слоев кожи, формируется интегральное 2D-изображение новообразования. В случае же ОКТ система позволяет получать уже 3D-изображения большего разрешения, что дает возможность анализировать слой за слоем по глубине (В-скан) или слою, параллельные поверхности (С-скан). Таким образом, текстурные признаки дерматоскопических изображений оптически усреднены по глубине. В этом случае С-сканы ОКТ и дерматоскопические изображения должны иметь сходные текстурные свойства. Более точная диагностика доступна при помощи ОКТ В-сканов. Это можно объяснить тем, что злокачественное новообразование характеризуется в том числе глубиной инвазии, что хорошо определяется именно по В-сканам.

Дерматоскопический классификатор можно признать стабильным, что объективно доказано кроссвалидацией. Чувствительность и специфичность после кроссвалидации уменьшились всего на 6 и 3 % соответственно. При этом получены результаты несколько лучше описанных в [24, 35–37]: чувствительность 90 против 93 % и повышенная специфичность 86 против 80 %. Одним из факторов увеличения можно считать введение персонифицированного режима – добавление сравнительных признаков в программный модуль анализа. Дерматоскопическая система в этом случае хорошо подходит для скрининга, где требуется высокий уровень чувствительности (на уровне 95–97 %), что соответствует рассматриваемой системе, в то время как высокая специфичность (89 %) минимизирует число ложноположительных результатов. По отношению к работам [12–14] получены улучшенные показатели специфичности. Аналогичный вывод можно сделать при сравнении с известными инструментальными системами SIAScope и MelaFind.

Отдельно следует отметить применение сверточных нейронных сетей (СНС). СНС очень чувствительны к ресурсам, в частности к памяти. Авторы [38] тренировали Google Inception v3 на 129 000 изображениях и 2032 различных классах. Авторы получили точность около 70 %, но при этом не все образцы были подтверждены гистологически. Полученные результаты немного уступают работе [15]: 97/90 % для чувствительности и специфичности соответственно, полученные на тестовой выборке, однако кроссвалидация не проводилась.

Для ОКТ получены несколько более высокие результаты: Precision и Recall около 97 % в мультиклассовом распознавании в связи с использованием мультитекстурного анализа, где каждый текстурный признак способен дополнять другой. В работе Marvdashti с соавторами [39] была получена 95 %-я точность при обнаружении БКК среди 42 пациентов с использованием поляризационной ОКТ. Авторы использовали более сложный алгоритм для обнаружения ROI и извлекали множество текстурных свойств для А- и В-сканов, включая фазовые, гистограммные статистики, статистики Харалика и морфологические. Используемая в указанной работе система ОКТ оборудована лазером с более короткой длиной волны (840 нм против 1325 нм, перестраиваемый лазер в [38]), т. е. характеризуется более высоким уровнем шумов.

В рассмотренном в настоящей статье четырех-классовом классификаторе получены несколько худшие результаты, в то время как для трехклассового результаты лучше.

Меланома как класс ОКТ-изображений довольно редко присутствует в исследованиях из-за гораздо меньшей распространенности по сравнению с БКК [40]. В [41] использован относительный коэффициент затухания только для А-сканов и получены довольно высокие показатели чувствительности (93 %) и специфичности (97 %) для случая меланомы против доброкачественных образований. Их набор включал 15 образцов меланом. Включение же БКК в этот набор могло значительно уменьшить показатели, так как немеланомные новообразования не имеют столь строгой зависимости по глубине от показателя поглощения.

Рис. 7 иллюстрирует ранжированный относительный вклад различных текстурных признаков в классификацию новообразований. Рис. 8 иллюстрирует вклад каждой группы текстурных признаков. При этом вклад признака внутри группы нормализован на вклад группы в целом.

Как можно увидеть из рис. 7, топ-8 признаков включают оба признака МСП и признаки Тамура, а также три из четырех фрактальных. Вклад этих 8 признаков составляет 69.7 %. Оставшиеся 34 дают 30.3 %. С другой стороны, каждая текстурная группа содержит разное количество признаков.

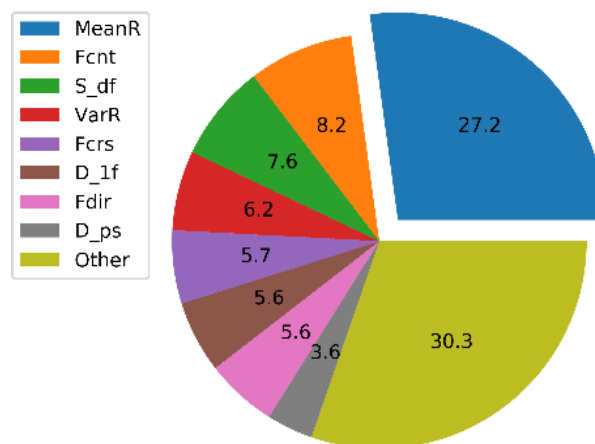


Рис. 7. Значимость различных текстурных признаков

Fig. 7. The significance of the texture features

Признаки Габора показали наихудший результат, информативность не превысила 6.3 %. Это подтверждает превосходство стохастических текстурных признаков над частотными [42].

Таким образом, текстурный анализ дерматоскопических 2D-изображений и ОКТ 3D-изображений в составе систем диагностики злокачественных новообразований выглядит весьма многообещающе. В будущем, в случае успешного повторения на большей выборке, эти подходы могут быть использованы для *in vivo* и лабораторного *ex vivo* исследований кожных новообразований при определении типа опухоли.

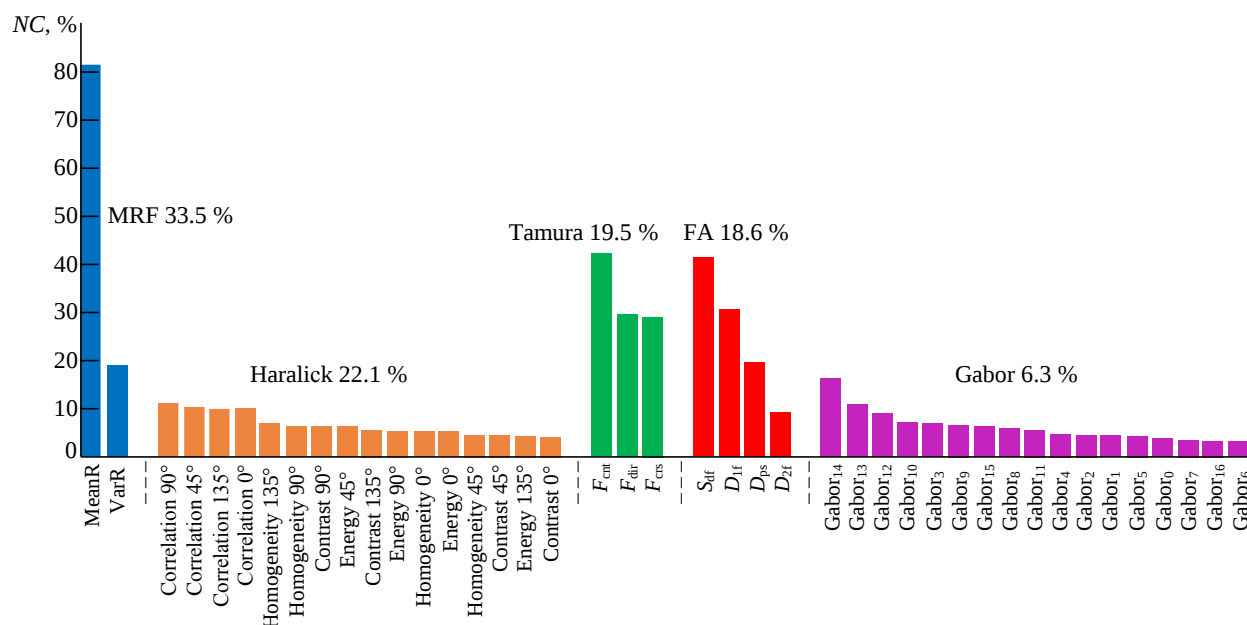


Рис. 8. Диаграммы нормализованной значимости групп признаков в распознавании опухолей

Fig. 8. Charts of the normalized contribution of feature groups in tumor recognition

Список литературы

1. The Diagnostic Performance of Expert Dermoscopyists vs a Computer-Vision System on Small-Diameter Melanomas / R. J. Friedman, D. Gutkowitz-Krusin, M. J. Farber, M. Warycha, L. Schneider-Kels, N. Papastathis, M. C. Mihm Jr. P. Googe, R. King, V. G. Prieto, A. W. Kopf, D. Polsky, H. Rabinovitz, M. Oliviero, A. Cognetta, D. S. Rigel, A. Marghoob, J. Rivers, R. Johr, J. M. Grant-Kels, H. Tsao // Arch Dermatol. 2008. Vol. 144, № 4. P. 476–482. doi: 10.1001/archderm.144.4.476
2. Drexler W., Fujimoto J. G. Optical Coherence Tomography: Technology and Applications. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2008. 1375 p. doi: 10.1007/978-3-540-77550-8
3. Drexler W., Fujimoto J. G. State-of-the-art Retinal Optical Coherence Tomography // Progress in Retinal and Eye Research. 2008. Vol. 27, № 1. P. 45–88. doi: 10.1016/j.preteyeres.2007.07.005
4. OCT Imaging of Skin Cancer and Other Dermatological Diseases / M. Mogensen, L. Thrane, T. M. Jørgensen, P. E. Andersen, G. B. Jemec // J. of biophotonics. 2009. Vol. 2, № 6-7. P. 442–451. doi: 10.1002/jbio.200910020
5. In vivo Thickness Measurement of Basal Cell Carcinoma and Actinic Keratosis with Optical Coherence Tomography and 20-MHz Ultrasound / M. Mogensen, B. M. Nürnberg, J. L. Forman, J. B. Thomsen, L. Thrane, G. B. E. Jemec // British J. of Dermatology. 2009. Vol. 160, № 5. P. 1026–1033. doi: 10.1111/j.1365-2133.2008.09003.x
6. Massone C., Di Stefani A., Soyer H. P. Dermoscopy for Skin Cancer Detection // Current opinion in oncology. 2005. Vol. 17, № 2. P. 147–153. doi: 10.1097/01.cco.0000152627.36243.26
7. Kaliyadan F. The Scope of the Dermoscope // Indian Dermatol Online J. 2016. Vol. 7. P. 359–363. doi: 10.4103/2229-5178.190496
8. Cotton S., Claridge E. Developing a Predictive Model of Human Skin Coloring // Medical Imaging 1996: Physics of Medical Imaging. International Society for Optics and Photonics. 1996. Vol. 2708. P. 814–825. doi: 10.1117/12.237846
9. Cotton S. D., Claridge E., Hall P. N. Noninvasive Skin Imaging // 15th Biennial Intern. Conf. on Information Processing in Medical Imaging (IPMI'97) Poultney, Vermont, USA, June 9–13, 1997. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 1997. Vol. 2. P. 501–507. Lecture Notes in Computer Science, vol. 1230. doi: 10.1007/3-540-63046-5_50
10. The Performance of MelaFind. A Prospective Multicenter Study / G. Monheit, A. B. Cognetta, L. Ferris, H. Rabinovitz, K. Gross, M. Martini, J. M. Grichnik, M. Mihm, V. G. Prieto, P. Googe, R. King, A. Toledano, N. Kabelev, M. Wojton, D. Gutkowitz-Krusin // Arch Dermatol. 2011. Vol. 147, № 2. P. 188–194. doi: 10.1001/archdermatol.2010.302
11. Accuracy of SIAscopy for Pigmented Skin Lesions encountered in Primary Care: Development and Validation of a New Diagnostic Algorithm / J. D. Emery, J. Hunter, P. N. Hall, A. J. Watson, M. Moncrieff, F. M. Walter // BMC dermatology. 2010. Vol. 10. 9 p. doi: 10.118/1471-5945-10-9
12. Effect of adding a Diagnostic Aid to Best Practice to Manage Suspicious Pigmented Lesions in Primary Care: Randomised Controlled Trial / F. M. Walter, H. C. Morris, E. Humphrys, P. N. Hall, A. T. Prevost, N. Burrows, L. Bradshaw, E. C. F. Wilson, P. Norris, J. Walls, M. Johnson, A. L. Kinmonth, J. D. Emery // Bmj. 2012. Vol. 345. e4110. doi: 10.1136/bmj.e4110
13. Diagnostic Performance of the MelaFind Device in a Real-Life Clinical Setting / C. Fink, C. Jaeger, K. Jaeger, H. A. Haenssle // JDDG: J. der Deutschen Dermatologischen Gesellschaft. 2017. Vol. 15, № 4. P. 414–419. doi: 10.1111/ddg.13220
14. Computer-Aided Classification of Melanocytic Lesions using Dermoscopic Images / L. K. Ferris, J. A. Harkes, B. Gilbert, D. G. Winger, K. Golubets, O. Akilov, M. Satyanarayanan // J. of the American Academy of Dermatology. 2015. Vol. 73, № 5. P. 769–776. doi: 10.1016/j.jaad.2015.07.028
15. The Skin Cancer Classification using Deep Convolutional Neural Network / U. O. Dorj, K. K. Lee, J. Y. Choi, M. Lee // Multimedia Tools and Applications. 2018. Vol. 77, № 8. P. 9909–9924. doi: 10.1007/s11042-018-5714-1
16. Choudhury D., Naug A., Ghosh S. Texture and Color Feature Based WLS framework Aided Skin Cancer Classification using MSVM and ELM // 2015 Annual IEEE India Conf. (INDICON). New Delhi, India. 17–20 Dec. 2015. Piscataway: IEEE, 2015. 6 p. doi: 10.1109/INDICON.2015.7443780
17. Mirmehdi M., Xie X., Suri J. Handbook of Texture Analysis. London: Imperial College Press, 2008. 423 p.
18. Petrou M., Sevilla P. G. Image Processing: dealing with Texture. Chichester: John Wiley & Sons, 2006. 630 p.
19. Pietikäinen M. K. Texture Analysis in Machine Vision. Singapore: World Scientific, 2000. 280 p.
20. Haralick R. M. Statistical and Structural Approaches to Texture // Proc. of the IEEE. 1979. Vol. 67, № 5. P. 786–804.
21. Dubes R. C., Jain A. K. Random Field Models in Image Analysis // J. of applied statistics. 1993. Vol. 20, № 5-6. P. 121–154. doi: 10.1080/026647693000000062
22. Ahuja N., Rosenfeld A. Mosaic Models for Textures // IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence. 1981. Vol. PAMI-3, № 1. P. 1–11. doi: 10.1109/TPAMI.1981.4767045
23. Dermatoscopy Software Tool for In Vivo Automatic Malignant Lesions Detection / S. G. Konovalov, O. A. Melisov, O. O. Myakinin, I. A. Bratchenko, A. A. Moryatov, S. V. Kozlov, V. P. Zakharov // J. of Biomedical Photonics & Engineering. 2018. Vol. 4, № 4. P. 040302(1–9). doi: 10.18287/JBPE18.04.040302
24. Using the 7-point Checklist as a Diagnostic Aid for Pigmented Skin Lesions in General Practice: a Diagnostic Validation Study / F. M. Walter, A. T. Prevost, J. Vasconcelos, P. N. Hall, N. P. Burrows, H. C. Morris, A. L. Kinmonth, J. D. Emery // British J. General Practice. 2013. Vol. 63, № 610. P. e345–e353. doi: 10.3399/bjgp13X667213
25. Dermoscopy Analysis of RGB-Images based on Comparative Features / O. O. Myakinin, V. P. Zakharov,

I. A. Bratchenko, D. N. Artemyev, E. Y. Neretin, S. V. Kozlov // Proc. SPIE. 2015. Vol. 9599. Applications of Digital Image Processing XXXVIII. 95992B. doi: 10.1117/12.2188165

26. Puvanathan P., Bizheva K. Interval Type-II fuzzy Anisotropic Diffusion Algorithm for Speckle Noise Reduction in Optical Coherence Tomography Images // Optics express. 2009. Vol. 17, № 2. P. 733–746. doi: 10.1364/OE.17.000733

27. Haralick R. M., Shanmugam K. Textural Features for Image Classification // IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics. 1973. Vol. SMC-3, № 6. P. 610–621. doi: 10.1109/TSMC.1973.4309314

28. Fogel I., Sagi D. Gabor Filters as Texture Discriminator // Biol. Cybern. 1989. Vol. 61, № 2. P. 103–113. doi: 10.1007/BF00204594

29. Tamura H., Mori S., Yamawaki T. Textural Features corresponding to Visual Perception // IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics. 1978. Vol. SMC-8, № 6. P. 460–473. doi: 10.1109/TSMC.1978.4309999

30. Voss R. F. Random Fractal Forgeries / ed. by R. A. Earnshaw // Fundamental Algorithms for Computer Graphics. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 1985. P. 805–835.

31. Ahammer H. Higuchi Dimension of Digital Images // PLoS One. 2011. Vol. 6, № 9. P. e24796 doi: 10.1371/journal.pone.0024796

32. Sarkar N., Chaudhuri B. B. An Efficient Differential Box-Counting Approach to Compute Fractal Dimension of Image // IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics. 1994. Vol. SMC-24, № 1. P. 115–120. doi: 10.1109/21.259692

33. Multimodal Texture Analysis of OCT Images as a Diagnostic Application for Skin Tumors / D. S. Raupov, O. O. Myakinin, I. A. Bratchenko, V. P. Zakharov, A. G. Khramov // J. of Biomedical Photonics & Engineering. 2017. Vol. 3, № 1. P. 010307(1–10). doi: 10.18287/JBPE17.03.010307

34. Skin Cancer Texture Analysis of OCT Images based on Haralick, Fractal Dimension, Markov Random Field Features, and the Complex Directional Field Features / D. S. Raupov, O. O. Myakinin, I. A. Bratchenko, V. P. Zakharov, A. G. Khramov // Proc SPIE. 2016. Vol. 10024. Optics in Health Care and Biomedical Optics VII. P. 100244I. doi: 10.1117/12.2246446

35. Epiluminescence Microscopy for the Diagnosis of Doubtful Melanocytic Skin Lesions: Comparison of the

ABCD Rule of Dermatoscopy and a New 7-point Checklist based on Pattern Analysis / G. Argenziano, G. Fabbrocini, P. Carli, V. De Giorgi, E. Sammarco, M. Delfino // Arch Dermatol. 1998. Vol. 134, № 12. P. 1563–1570. doi: 10.1001/archderm.134.12.1563

36. Differences Between Polarized Light Dermoscopy and Immersion Contact Dermoscopy for the Evaluation of Skin Lesions / C. Benvenuto-Andrade, S. W. Dusza, A. L. C. Aggero, A. Scope, M. Rajadhyaksha, A. C. Halpern, A. A. Marghoob // Arch Dermatol. 2007. Vol. 143, № 3. P. 329–338. doi: 10.1001/archderm.143.3.329

37. Implementation of the 7-point Checklist for Melanoma Detection on Smart Handheld Devices / T. Wadhwani, N. Situ, H. Rui, K. Lancaster, X. Yuan, G. Zouridakis // 2011 Annual Intern. Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Boston, MA, USA, 30 Aug.–3 Sept. 2011. Piscataway: IEEE, 2011. P. 3180–3183. doi: 10.1109/IEMBS.2011.6090866

38. Dermatologist-Level Classification of Skin Cancer with Deep Neural Networks / A. Esteva, B. Kuprel, R. A. Novoa, J. Ko, S. M. Swetter, H. M. Blau, S. Thrun // Nature. 2017. Vol. 542, № 7639. P. 115–118. doi: 10.1038/nature21056

39. Classification of Basal Cell Carcinoma in Human Skin using Machine Learning and Quantitative Features captured by Polarization Sensitive Optical Coherence Tomography / T. Marvdashti, L. Duan, S. Z. Aasi, J. Y. Tang, A. K. E. Bowden // Biomedical optics express. 2016. Vol. 7, № 9. P. 3721–3735. doi: 10.1364/BOE.7.003721

40. Optical Coherence Tomography for the Diagnosis of Malignant Skin Tumors: a Meta-Analysis / Y. -Q. Xiong, Y. Mo, Y. -Q. Wen, M. -J. Cheng, S. -T. Huo, X. -J. Chen, Q. Chen // J. Biomed. Opt. 2018. Vol. 23, № 2. 020902. doi: 10.1117/1.JBO.23.2.020902

41. In Vivo Assessment of Optical Properties of Melanocytic Skin Lesions and Differentiation of Melanoma from Non-Malignant Lesions by High-Definition Optical Coherence Tomography / M. A. L. M. Boone, M. Suppa, F. Dhaenens, M. Miyamoto, A. Marneffe, G. B. E. Jemec, V. Del Marmol, R. Nebosis // Arch Dermatol Res. 2016. Vol. 308. P. 7–20. doi: 10.1007/s00403-015-1608-5

42. Weszka J. S., Dyer C. R., Rosenfeld A. A Comparative Study of Texture Measures for Terrain Classification // IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics. 1976. Vol. SMC-6, № 4. P. 269–285. doi: 10.1109/TSMC.1976.5408777

Информация об авторе

Мякинин Олег Олегович – магистр по направлению "Прикладные математика и информатика" (2011), старший преподаватель кафедры лазерных и биотехнических систем Самарского государственного аэрокосмического университета имени академика С. П. Королева, научный сотрудник лаборатории "Фотоника" указанного университета. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – компьютерное зрение; искусственный интеллект; обработка биомедицинских сигналов.

Адрес: Самарский национальный исследовательский университет имени академика С. П. Королева, Московское шоссе, д. 34, Самара, 443086, Российская Федерация

E-mail: myakole@gmail.com

<http://orcid.org/0000-0003-0859-1282>

References

1. Friedman R. J., Gutkowitz-Krusin D., Farber M. J., Warycha M., Schneider-Kels L., Papastathis N., Mihm Jr. M. C., Gooze P., King R., Prieto V. G., Kopf A. W., Polsky D., Rabinovitz H., Oliviero M., Cagnetta A., Rigel D. S., Marghoob A., Rivers J., Johr R., Grant-Kels J. M., Tsao H. The Diagnostic Performance of Expert Dermoscopyists vs a Computer-Vision System on Small-Diameter Melanomas. *Arch Dermatol.* 2008, vol. 144, no. 4, pp. 476–482. doi: 10.1001/archderm.144.4.476
2. Drexler W., Fujimoto J. G. *Optical Coherence Tomography: Technology and Applications.* Berlin Heidelberg, Springer-Verlag, 1375 p. doi: 10.1007/978-3-540-77550-8
3. Drexler W., Fujimoto J. G. State-of-the-art Retinal Optical Coherence Tomography. *Progress in Retinal and Eye Research.* 2008, vol. 27, no. 1, pp. 45–88. doi: 10.1016/j.preteyeres.2007.07.005
4. Mogensen M., Thrane L., Jørgensen T. M., Andersen P. E., Jemec G. B. OCT Imaging of Skin Cancer and Other Dermatological Diseases. *J. of biophotonics.* 2009, vol. 2, no. 6–7, pp. 442–451. doi: 10.1002/jbpo.200910020
5. Mogensen M., Nürnberg B. M., Forman J. L., Thomson J. B., Thrane L., Jemec G. B. E. In vivo Thickness Measurement of Basal Cell Carcinoma and Actinic Keratosis with Optical Coherence Tomography and 20-MHz Ultrasound. *British J. of Dermatology.* 2009, vol. 160, no. 5, pp. 1026–1033. doi: 10.1111/j.1365-2133.2008.09003.x
6. Massone C., Di Stefani A., Soyer H. P. Dermoscopy for Skin Cancer Detection. *Current opinion in oncology.* 2005, vol. 17, no. 2, pp. 147–153. doi: 10.1097/01.cco.0000152627.36243.26
7. Kaliyadan F. The Scope of the Dermoscope. *Indian Dermatol Online J.* 2016, vol. 7, pp. 359–363. doi: 10.4103/2229-5178.190496
8. Cotton S., Claridge E. Developing a Predictive Model of Human Skin Coloring. *Medical Imaging 1996: Physics of Medical Imaging.* International Society for Optics and Photonics. 1996, vol. 2708, pp. 814–825. doi: 10.1117/12.237846
9. Cotton S. D., Claridge E., Hall P. N. Noninvasive Skin Imaging. 15th Biennial Intern. Conf. on Information Processing in Medical Imaging (IPMI'97) Poultney, Vermont, USA, June 9–13, 1997. Berlin Heidelberg, Springer-Verlag. 1997, vol. 2, pp. 501–507. Lecture Notes in Computer Science, vol. 1230. doi: 10.1007/3-540-63046-5_50
10. Monheit G., Cagnetta A. B., Ferris L., Rabinovitz H., Gross K., Martini M., Grichnik J. M., Mihm M., Prieto V. G., Gooze P., King R., Toledano A., Kabelev N., Wojton M., Gutkowitz-Krusin D. The Performance of MelaFind. A Prospective Multicenter Study. *Arch Dermatol.* 2011, vol. 147, no. 2, pp. 188–194. doi: 10.1001/archdermatol.2010.302
11. Emery J. D., Hunter J., Hall P. N., Watson A. J., Moncrieff M., Walter F. M. Accuracy of SIAscopy for Pigmented Skin Lesions encountered in Primary Care: Development and Validation of a New Diagnostic Algorithm. *BMC dermatology.* 2010, vol. 10, 9 p. doi: 10.1186/1471-5945-10-9
12. Walter F. M., Morris H. C., Humphrys E., Hall P. N., Prevost A. T., Burrows N., Bradshaw L., Wilson E. C. F., Norris P., Walls J., Johnson M., Kinmonth A. L., Emery J. D. Effect of adding a Diagnostic Aid to Best Practice to Manage Suspicious Pigmented Lesions in Primary Care: Randomised Controlled Trial. *Bmj.* 2012, vol. 345, e4110. doi: 10.1136/bmj.e4110
13. Fink C., Jaeger C., Jaeger K., Haenssle H. A. Diagnostic Performance of the MelaFind Device in a Real-Life Clinical Setting. *JDDG: Journal der Deutschen Dermatologischen Gesellschaft.* 2017, vol. 15, no. 4, pp. 414–419. doi: 10.1111/ddg.13220
14. Ferris L. K., Harkes J. A., Gilbert B., Winger D. G., Golubets K., Akilov O., Satyanarayanan M. Computer-Aided Classification of Melanocytic Lesions using Dermoscopic Images. *J. of the American Academy of Dermatology.* 2015, vol. 73, no. 5, pp. 769–776. doi: 10.1016/j.jaad.2015.07.028
15. Dorj U. O., Lee K. K., Choi J. Y., Lee M. The Skin Cancer Classification using Deep Convolutional Neural Network. *Multimedia Tools and Applications.* 2018, vol. 77, no. 8, pp. 9909–9924. doi: 10.1007/s11042-018-5714-1
16. Choudhury D., Naug A., Ghosh S. Texture and Color Feature Based WLS framework Aided Skin Cancer Classification using MSVM and ELM. 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON). New Delhi, India, 17–20 Dec. 2015. Piscataway, IEEE, 2015, 6 p. doi: 10.1109/INDICON.2015.7443780
17. Mirmehdi M., Xie X., Suri J. *Handbook of Texture Analysis.* London, Imperial College Press, 2008, 423 p.
18. Petrou M., Sevilla P. G. *Image Processing: dealing with Texture.* Chichester, John Wiley & Sons, 2006, 630 p.
19. Pietikäinen M. K. *Texture Analysis in Machine Vision.* Singapore, World Scientific, 2000, 280 p.
20. Haralick R. M. Statistical and Structural Approaches to Texture. *Proc. of the IEEE.* 1979, vol. 67, no. 5, pp. 786–804.
21. Dubes R. C., Jain A. K. Random Field Models in Image Analysis. *J. of applied statistics.* 1993, vol. 20, no. 5–6, pp. 121–154. doi: 10.1080/026647693000000062
22. Ahuja N., Rosenfeld A. Mosaic Models for Textures. *IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence.* 1981, vol. PAMI-3, no. 1, pp. 1–11. doi: 10.1109/TPAMI.1981.4767045
23. Kononov S. G., Melsitov O. A., Myakinin O. O., Bratchenko I. A., Moryatov A. A., Kozlov S. V., Zakharov V. P. Dermatoscopy Software Tool for In Vivo Automatic Malignant Lesions Detection. *J. of Biomedical Photonics & Engineering.* 2018, vol. 4, no. 4, pp. 040302(1–9). doi: 10.18287/JBPE18.04.040302
24. Walter F. M., Prevost A. T., Vasconcelos J., Hall P. N., Burrows N. P., Morris H. C., Kinmonth A. L., Emery J. D. Using the 7-point Checklist as a Diagnostic Aid for Pigmented Skin Lesions in General Practice: a Diagnostic

Validation Study. British J. General Practice. 2013, vol. 63, no. 610, pp. e345–e353. doi: 10.3399/bjgp13X667213

25. Myakinin O. O., Zakharov V. P., Bratchenko I. A., Artemyev D. N., Neretin E. Y., Kozlov S. V. Dermoscopy Analysis of RGB-Images based on Comparative Features. Proc. SPIE. 2015. Vol. 9599. Applications of Digital Image Processing XXXVIII. 95992B. doi: 10.1117/12.2188165

26. Puvanathan P., Bizheva K. Interval Type-II fuzzy Anisotropic Diffusion Algorithm for Speckle Noise Reduction in Optical Coherence Tomography Images. Optics express. 2009, vol. 17, no. 2, pp. 733–746. doi: 10.1364/OE.17.000733

27. Haralick R. M., Shanmugam K. Textural Features for Image Classification. IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics. 1973, vol. SMC-3, no. 6, pp. 610–621. doi: 10.1109/TSMC.1973.4309314

28. Fogel I., Sagi D. Gabor Filters as Texture Discriminator. Biol. Cybern. 1989, vol. 61, no. 2, pp. 103–113. doi: 10.1007/BF00204594

29. Tamura H., Mori S., Yamawaki T. Textural Features corresponding to Visual Perception. IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics. 1978, vol. SMC-8, no. 6, pp. 460–473. doi: 10.1109/TSMC.1978.4309999

30. Voss R. F. Random Fractal Forgeries. Fundamental Algorithms for Computer Graphics; ed. by R. A. Earnshaw. Berlin Heidelberg, Springer-Verlag, 1985, pp. 805–835.

31. Ahammer H. Higuchi Dimension of Digital Images. PLoS One. 2011, vol. 6, no. 9, pp. e24796. doi: 10.1371/journal.pone.0024796

32. Sarkar N., Chaudhuri B. B. An Efficient Differential Box-Counting Approach to Compute Fractal Dimension of Image. IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics. 1994, vol. SMC-24, no. 1, pp. 115–120. doi: 10.1109/21.259692

33. Raupov D. S., Myakinin O. O., Bratchenko I. A., Zakharov V. P., Khramov A. G. Multimodal Texture Analysis of OCT Images as a Diagnostic Application for Skin Tumors. J. of Biomedical Photonics & Engineering. 2017, vol. 3, no. 1, pp. 010307(1–10). doi: 10.18287/JBPE17.03.010307

34. Raupov D. S., Myakinin O. O., Bratchenko I. A., Zakharov V. P., Khramov A. G. Skin Cancer Texture Analysis of OCT Images based on Haralick, Fractal Dimension, Markov Random Field Features, and the Complex Directional Field Features. Proc SPIE. 2016, vol. 10024. Optics in Health Care and Biomedical Optics VII, pp. 100244I. doi: 10.1117/12.2246446

35. Argenziano G., Fabbrocini G., Carli P., De Giorgi V., Sammarco E., Delfino M. Epiluminescence Microscopy for the Diagnosis of Doubtful Melanocytic Skin Lesions: Comparison of the ABCD Rule of Dermatoscopy and a New 7-point Checklist based on Pattern Analysis. Arch Dermatol. 1998, vol. 134, no. 12, pp. 1563–1570. doi: 10.1001/archderm.134.12.1563

36. Benvenuto-Andrade C., Dusza S. W., Agero A. L. C., Scope A., Rajadhyaksha M., Halpern A. C., Marghoob A. A. Differences Between Polarized Light Dermoscopy and Immersion Contact Dermoscopy for the Evaluation of Skin Lesions. Arch Dermatol. 2007, vol. 143, no. 3, pp. 329–338. doi: 10.1001/archderm.143.3.329

37. Wadhawan T., Situ N., Rui H., Lancaster K., Yuan X., Zouridakis G. Implementation of the 7-point Checklist for Melanoma Detection on Smart Handheld Devices. 2011 Annual Intern. Conf. of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Boston, MA, USA, 30 Aug.–3 Sept. 2011. Piscataway: IEEE, 2011, pp. 3180–3183. doi: 10.1109/IEMBS.2011.6090866

38. Esteva A., Kuprel B., Novoa R. A., Ko J., Swetter S. M., Blau H. M., Thrun S. Dermatologist-Level Classification of Skin Cancer with Deep Neural Networks. Nature. 2017, vol. 542, no. 7639, pp. 115–118. doi: 10.1038/nature21056

39. Marvdashti T., Duan L., Aasi S. Z., Tang J. Y., Bowden A. K. E. Classification of Basal Cell Carcinoma in Human Skin using Machine Learning and Quantitative Features captured by Polarization Sensitive Optical Coherence Tomography. Biomedical optics express. 2016, vol. 7, no. 9, pp. 3721–3735. doi: 10.1364/BOE.7.003721

40. Xiong Y. -Q., Mo Y., Wen Y. -Q., Cheng M. -J., Huo S. -T., Chen X. -J., Chen Q. Optical Coherence Tomography for the Diagnosis of Malignant Skin Tumors: a Meta-Analysis. J. Biomed. Opt. 2018, vol. 23, no. 2, 020902. doi: 10.1117/1.JBO.23.2.020902

41. Boone M. A. L. M., Suppa M., Dhaenens F., Miyamoto M., Marneffe A., Jemec G. B. E., Del Marmol V., Nebosis R. In Vivo Assessment of Optical Properties of Melanocytic Skin Lesions and Differentiation of Melanoma from Non-Malignant Lesions by High-Definition Optical Coherence Tomograph. Arch Dermatol Res. 2016, vol. 308, pp. 7–20. doi: 10.1007/s00403-015-1608-5

42. Weszka J. S., Dyer C. R., Rosenfeld A. A Comparative Study of Texture Measures for Terrain Classification. IEEE Trans. on Systems, Man and Cybernetics. 1976, vol. SMC-6, no. 4, pp. 269–285. doi: 10.1109/TSMC.1976.5408777

Information about the author

Oleg O. Myakinin, master's degrees of Applied Mathematics and Computer Science, Senior Lecturer of the Department Lasers and Biotechnical Systems of the Samara State Aerospace University, a Researcher of the "Photonics" Laboratory of named University. The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: computer vision; artificial intelligence; biomedical signal processing.

Address: Samara National Research University, 34 Moskovskoe Shosse, Samara 443086, Russia

E-mail: myakole@gmail.com

<http://orcid.org/0000-0003-0859-1282>

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

УДК 681.2

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-3-93-99>

Аппаратное обеспечение системы для экологической диагностики загрязнения атмосферного воздуха

В. А. Рыбак , О. П. Рябычина

Белорусская государственная академия связи,
Минск, Республика Беларусь

 6774338@tut.by

Аннотация

Введение. Показана существующая научно-техническая проблема, заключающаяся в том, что, с одной стороны, в соответствии с законодательством и международными обязательствами (например, а рамках Орхусской конвенции) население может запрашивать данные об актуальном состоянии окружающей среды, а с другой – существующие на сегодняшний день системы мониторинга не в состоянии своевременно обеспечить их предоставление. Приведены результаты исследований по выбору и обоснованию датчиков загрязненности атмосферного воздуха, давления, температуры и влажности.

Цель работы. Главная цель проведения описанных исследований – разработка аппаратного обеспечения экологического мониторинга загрязненности атмосферного воздуха и его апробация при выборе оптимального безопасного маршрута движения людей.

Материалы и методы. Для передачи данных выбран модуль беспроводной связи GSM; для определения местоположения – GPRS. Аппаратное обеспечение системы строится на базе микрокомпьютера Arduino Nano, к которому подключаются указанные датчики. Исследования проведены в г. Минске (Республика Беларусь).

Результаты. Разработанное аппаратное обеспечение объединило датчики загрязнения воздуха, влажности, температуры с модулями GSM и GPRS на базе микрокомпьютера, что позволило использовать его как стационарно, так и с беспилотным летательным аппаратом (дроном) и осуществлять мобильный мониторинг.

Передаваемые прибором данные обрабатываются с целью построения карт загрязненности атмосферного воздуха. Для этого на карту наносятся наборы точек, полученные интерполяцией по методу линейных усреднений соседних значений. Значения загрязнения отображаются на карте цветовым кодированием.

Заключение. Получаемые таким образом карты могут использоваться, например, для выбора оптимального маршрута движения людей в городе с точки зрения минимизации неблагоприятного воздействия загрязнения на здоровье населения и в чрезвычайных ситуациях техногенных аварий. На момент создания предложенное решение не имеет аналогов.

Ключевые слова: экологическая диагностика, мониторинг окружающей среды, датчики загрязненности, аппаратное обеспечение, карты уровня загрязненности

Для цитирования: Рыбак В. А., Рябычина О. П. Аппаратное обеспечение системы для экологической диагностики загрязнения атмосферного воздуха // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 3. С. 93–99. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-93-99

Конфликт интересов: авторы заявляют об отсутствии конфликтов интересов.

Статья поступила в редакцию 20.03.2020; принята к публикации после рецензирования 13.05.2020; опубликована онлайн 29.06.2020

Medical Devices and Devices for Control of the Environment,
Substances, Materials and Products

Original article

Hardware System for Environmental Diagnosis of Air Pollution

Victor A. Rybak✉, Olga P. Ryabychina

Belarusian State Academy of Telecommunications
Minsk, Republic of Belarus

✉ 6774338@tut.by

Abstract

Introduction. The existing scientific and technical problem was shown that, on the one hand, in accordance with legislation and international obligations (for example, under the Aarhus Convention), the population can request data on the current state of the environment, and on the other, monitoring systems existing today unable to timely ensure their provision. The paper presents the results of studies on selection and justification of sensors for air pollution, pressure, temperature and humidity.

Aim. The development of hardware for environmental monitoring of atmospheric air pollution and its testing when choosing the optimal safe route for people to move.

Materials and methods. For data transmission, the GSM wireless module was selected; to determine the location – GPRS. Hardware system was based on the Arduino Nano microcomputer, to which these sensors were connected. Studies were conducted in Minsk, Republic of Belarus.

Results. The developed hardware combined air pollution, humidity, temperature sensors with GSM and GPRS modules was based on a microcomputer, which allowed it to be used both stationary and with an unmanned aerial vehicle (drone), and to carry out mobile monitoring.

The data transmitted by the device were processed in order to build maps of air pollution. For this, sets of points gained by interpolation by the method of linear averaging of neighboring values were plotted on the map. Pollution values were displayed on the map by color coding.

Conclusion. The maps thus gained can be used, for example, to select an optimal route for people to move in the city from the point of view of minimizing the adverse effects of pollution on human health and in technological emergencies. At the time of development, the proposed solution has no analogs.

Keywords: environmental diagnostics, environmental monitoring, pollution sensors, hardware, maps of pollution levels

For citation: Rybak V. A., Ryabychina O. P. Hardware System for Environmental Diagnosis of Air Pollution. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 3, pp. 93–99. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-93–99

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 20.03.2020; accepted 13.05.2020; published online 29.06.2020

Введение. На современном этапе развития нашего общества проблемы охраны окружающей среды становятся все более актуальными. Это связано как с глобальными процессами изменения климата на планете, так и с локальными загрязнениями, оказывающими неблагоприятное воздействие на здоровье населения.

Антропоцентрический подход к рассмотрению данной проблемы, когда людей прежде всего интересуют вопросы их жизнеобеспечения, обуславливает необходимость иметь оперативную и точную информацию об экологической обстановке.

Вместе с тем на сегодняшний день и в России, и в Беларуси отсутствуют системы мониторинга, позволяющие получать требуемые данные о загрязненности в режиме реального времени.

На рис. 1, например, приводятся данные некоммерческого проекта the World Air Quality Index (WAQI) [1]. Его целью является донесение информации об опасности загрязнения воздуха до жителей городов и формирование единой всемирной платформы с актуальными данными о загрязнении воздуха. В проекте используются данные с более чем 11 тысяч станций, расположенных

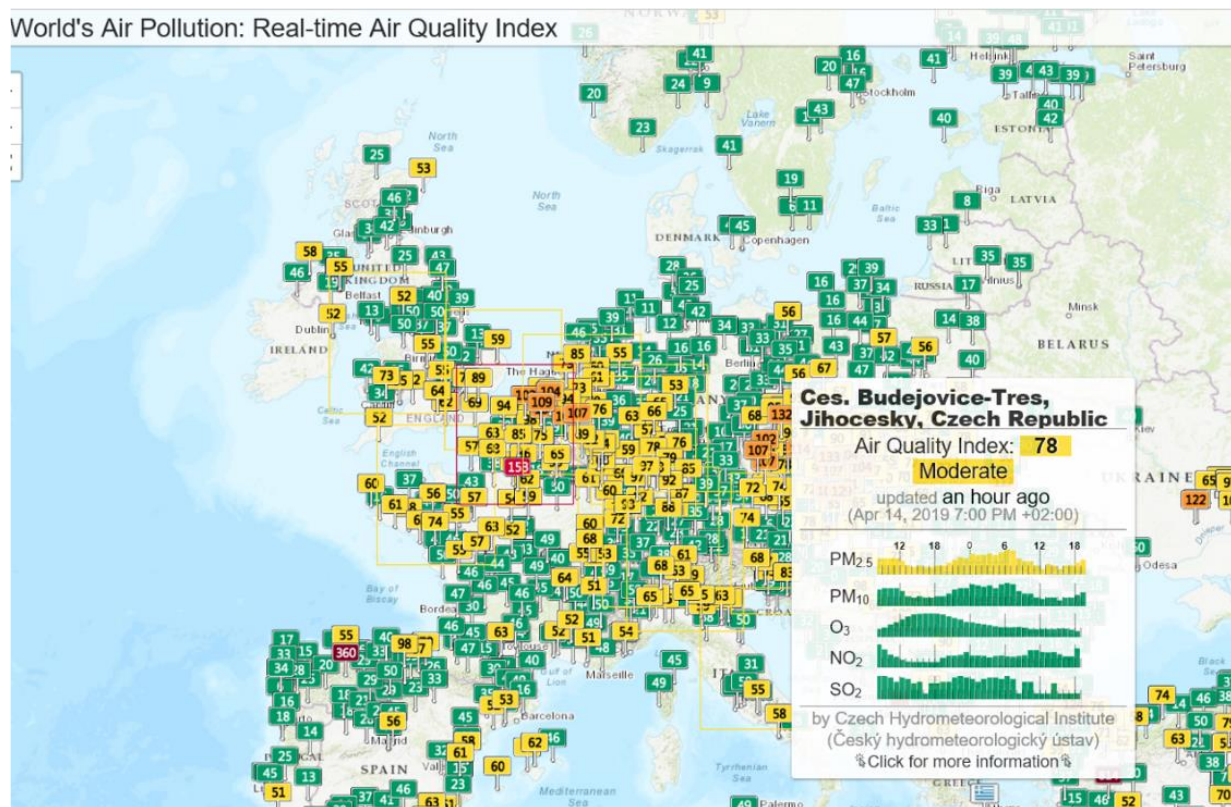


Рис. 1. Сайт проекта WAQI

Fig. 1. WAQI project website

более чем в 88 странах. Данные на сайте представлены в виде индекса загрязнения по конкретным точкам (городам), с периодическим обновлением – в основном раз в час. Собираются данные о загрязнении твердыми частицами – фракциями до 10 и 2.5 мкм (не для всех городов) [2].

Таким образом, существует научно-техническая проблема: с одной стороны, есть необходимость предоставления оперативных данных о загрязненности окружающей среды населению, имеющему право в соответствии с международными конвенциями требовать подобные данные, с другой – нет соответствующих систем и нормативного регулирования. Поэтому в настоящей статье описана разработка аппаратно-программного комплекса (прибора) для экологического мониторинга загрязненности атмосферного воздуха и его апробация при выборе оптимального безопасного маршрута движения людей.

Методы исследования. Для обнаружения токсичных газов в окружающей среде используются специальные датчики. На сегодняшний день существует большое количество производителей датчиков токсичных газов и газоаналитического

оборудования. Наиболее известны следующие производители и поставщики датчиков токсичных газов для многих стационарных и переносных газоанализаторов: Nemoto & Co. Ltd (Япония), Alphasense (Великобритания), Membrapor (Швейцария), Dynament (Великобритания), SmartGAS Mikrosensorik (Германия), ООО «Промприбор-Р» (Россия) и др. [3].

В ходе проведенных исследований проанализированы датчики загрязняющих веществ по принципу работы, диапазону измерений, времени отклика, значению перенасыщения датчика и сроку службы [4]. Оценка датчиков загрязняющего вещества оксида углерода представлена в табл. 1.

Результаты. Из табл. 1 можно видеть, что значения одних и тех же параметров различны для разных производителей и по каждому из параметров наилучшие значения имеют датчики разных производителей. Предпочтительнее выглядят датчики Hanwei Electronics Co. Ltd со сроком службы более 60 мес., лучшим диапазоном измерений 10...20 ppm и приемлемым временем отклика – меньше 60 с.

Таблица 1. Датчики загрязняющего вещества оксида углерода (CO)
Table 1. The sensors for the pollutants carbon monoxide (CO)

Принцип работы	Производитель	Название датчика	Диапазон измерений, ppm	Время отклика, не более, с	Значение перенасыщения датчика, ppm
Электрохимический	Membrapor	CO/SF-1000	1000	< 40	2000
		CO/S-1000	1000	< 35	2000
		CO/SF-4000-S	4000	< 40	20 000
	Alphasense	CO-D4	1000	< 25	2000
		CO-CX	2000	< 40	4000
		CO-CE	10 000	< 75	100 000
	Nemoto & Co. Ltd	NT-CO	1000	< 30	2000
		NT-CO-2F	1000	< 30	2000
		NAP-505-SS	1000	< 30	2000
	Hanwei Electronics Co. Ltd	MQ7	10	< 60	10 000
		MQ-9	20	< 60	20 000

Выполненные исследования позволили выявить лучшие датчики для других приоритетных загрязнителей атмосферного воздуха [5]:

– диоксида углерода – инфракрасные датчики производителя Winsen MH-Z19B со сроком службы более 60 мес., диапазоном измерений 0–0.5 % ppm и временем отклика менее 60 с;

– оксида азота – датчик NO-A1 производства Alphasense со сроком службы более 24 мес., диапазоном измерений 250 ppm и временем отклика менее 45 с;

– диоксида азота – датчик NO₂-A1 производителя Alphasense со сроком службы более 24 мес., диапазоном измерений 20 ppm, временем отклика менее 50 с;

– диоксида серы – датчик ME3-SO₂ производителя Winsen со сроком службы более 24 мес., диапазоном измерений 20 ppm и временем отклика не более 30 с;

– формальдегида – датчик ME3-CH₂O производителя Winsen со сроком службы более 24 мес., диапазоном измерений 10 ppm и временем отклика не более 90 с.

Проведем обзор многокомпонентных газоанализаторов мониторинга атмосферного воздуха различных производителей и технических характеристик, рекомендованных для проведения экологических измерений (табл. 2).

Как видно из табл. 2, выпускаемые промышленностью газоанализаторы для определения концентрации вредных веществ в воздухе и проведения экологического мониторинга разнообразны. Прежде всего это связано со спецификой газоаналитической техники и многообразием анализируемых газовых смесей в различных производ-

ствах, разбросом диапазонов концентраций отдельных компонентов, разнообразием условий проведения анализа по температуре, давлению, влажности, скорости потоков газовых смесей.

Представленные в табл. 2 газоанализаторы имеют следующие преимущества:

– большое количество газов, концентрация которых определяется каждым прибором;

– понятный и удобный интерфейс для отображения информации;

– крепкий корпус устройства, что позволяет ему сохранять работоспособность при внешней деформации.

Однако помимо преимуществ указанные устройства имеют значительные недостатки:

– отсутствие возможности хранения измеренных результатов;

– система исчисления концентрации газов не соотнесена с нормами предельно допустимой концентрации, что затрудняет анализ полученных данных;

– нет возможности подключения к персональному компьютеру для анализа, хранения и отображения полученных данных;

– дороговизна оборудования.

В целом основными показателями для выбора датчика, наиболее пригодного к использованию в городской среде с целью постоянного мониторинга степени загрязнения воздуха, являются возможность комплексного исследования загрязнения атмосферного воздуха, срок службы и доступность сервисного обслуживания датчиков.

При выборе платформы для разработки аппаратной части системы мониторинга загрязнения атмосферного воздуха основными факторами слу-

Таблица 2. Обзор газоанализаторов для атмосферного мониторинга

Table 2. Overview of gas analyzers for atmospheric monitoring

Принцип работы	Производитель	Название газоанализатора	Целевой газ	Ориентировочная стоимость, р.	Срок службы, мес.
Электрохимический	Winsen, Китай	ZE12	CO, H ₂ S, NO ₂ , SO ₂ , O ₃	450	12
	ООО "Промприбор-Р", РФ	СИГМА-03.ДЭ	CO, CH ₂ O, NO ₂ , O ₃	1280	12
	ФГУП СПО "Аналит-прибор", РФ	АНКАТ-7631 Микро	CO, Cl ₂ , NH ₃ , NO ₂ , SO ₂ , O ₂ , H ₂ S	560	36
	Winsen, Китай	ZE03	CO, SO ₂ , NH ₃ , H ₂ S, O ₂ и др.	420	12
	АО "ГосНИИхиманалит", РФ	АНТ-3М	CO, H ₂ S, NO ₂ , SO ₂ , O ₃ , NH ₃ , H ₂ S и др.	1050	24
Электрохимический и инфракрасный	MRU GmbH, Германия	OPTIMA7	O ₂ , CO, CO ₂ , NO, NO ₂ , SO ₂ , H ₂ S, CH ₄	3450	24
	MRU GmbH, Германия	VarioPlus Industrial	O ₂ , CO, CO ₂ , NO, NO ₂ , SO ₂ , H ₂ S, CH ₄ , H ₂	11500	24
	Ecotech, Австралия	Серия Serinus 55	O ₃ ; CO; CO ₂ ; NO _x , NH ₃ , SO ₂ , TRS, TS и HC	4790	24
Электрохимический	ФАРМЭК, РБ	ФП34	CH ₄ , C ₃ H ₈ , CO, CO ₂ , O ₂ , H ₂ S	508	120
	Testo, Германия	Testo 350	CO, NO, NO ₂ , SO ₂ , CO ₂ , C _x H _y и H ₂ S	4487	72

жат стоимость платы (микрокомпьютера), ее комплектация и удобство разработки. На основании проанализированных данных оптимальной платформой является Arduino Nano [6]. Микроконтроллер Arduino Nano обладает собственным процессором и памятью, снабжен множеством вводов и выводов, к которым могут быть подключены различные датчики, а также исполнительные устройства и механизмы. Важно отметить, что выбранная платформа адаптивна к различным модулям, расширяющим ее возможности в соответствии с необходимыми требованиями [7].

Кроме рассмотренных ранее датчиков загрязненности атмосферного воздуха в систему также подключены датчики давления, температуры и влажности. Передача данных от разработанного прибора осуществляется посредством четырехдиапазонного GSM/GPRS-модуля Shield. Для отслеживания местоположения и отображения данных на карте использован GPS-приемник GY-NEO6MV2.

Работа аппаратно-программного комплекса описывается следующими основными шагами: вылет беспилотного летательного аппарата по траектории, включающей наиболее загрязненные (или ожидаемые) точки; сбор данных от датчиков и передача сигнала по каналам связи на сервер;

обработка данных и построение карт загрязненности; создание прогнозных карт с учетом силы и направления ветра.

Созданный прибор может устанавливаться как стационарно, так и перемещаться при помощи беспилотных летательных аппаратов. Во втором случае получается возможность мобильной экологической диагностики на обширных территориях. Получаемые от датчиков данные о загрязненности атмосферного воздуха переводятся в интегральный показатель загрязнения воздуха, интерполируются по принципу линейного сглаживания и наносятся на карту (рис. 2).

Получаемые таким образом данные отличаются оперативностью, а построенные карты могут быть использованы в том числе для нахождения наиболее оптимального маршрута движения людей с точки зрения минимизации неблагоприятного воздействия окружающей среды [8].

Заключение. В результате проведенного исследования получены следующие основные результаты:

1. Проведен аналитический обзор и осуществлен выбор датчиков для экологической диагностики загрязнения атмосферного воздуха.

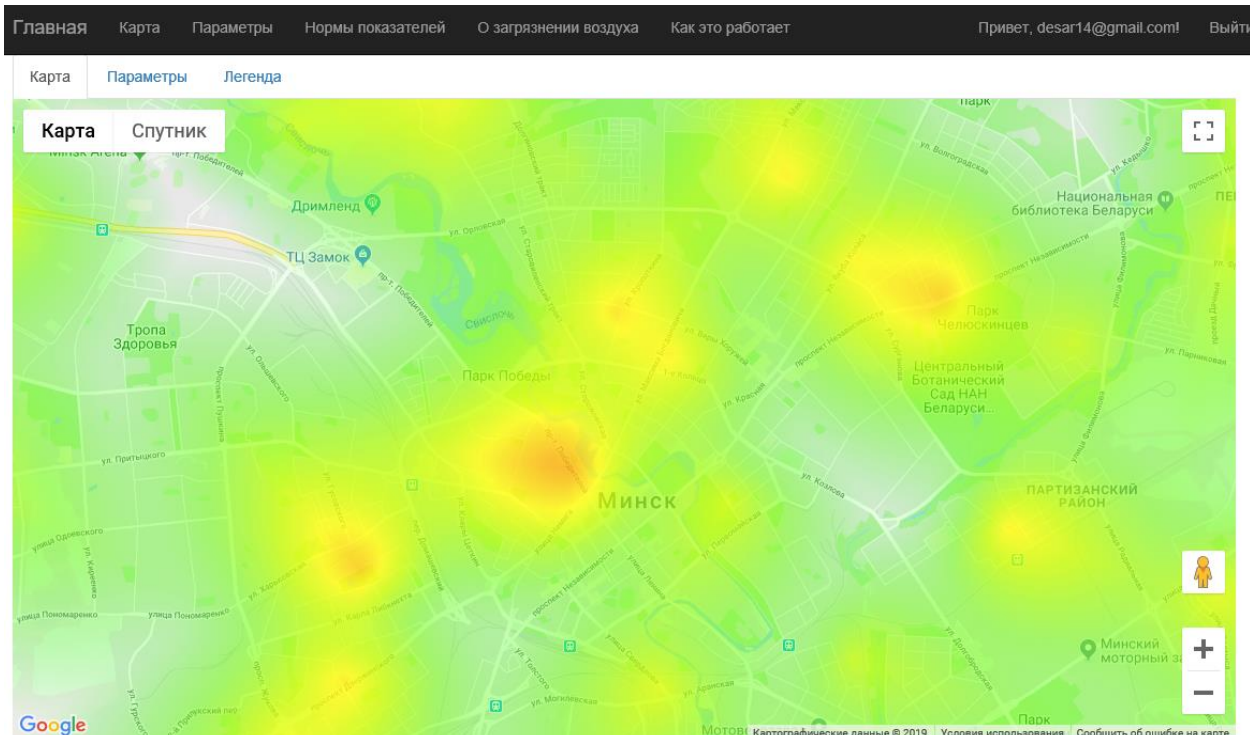


Рис. 2. Пример построения карты загрязненности воздуха на примере Минска

Fig. 2. An example of building of air pollution map on the example of Minsk

2. Выполнен выбор микрокомпьютера и осуществлена разработка на его основе прибора мобильной экологической диагностики [9].

3. Разработано программное обеспечение для построения карт загрязненности атмосферного воздуха в режиме реального времени.

4. Предложена и программно реализована модель прогнозирования загрязнения атмос-

ферного воздуха с учетом силы и направления ветра.

5. Разработанный аппаратно-программный комплекс апробирован в реальных городских условиях для выбора оптимального маршрута движения людей с учетом неблагоприятного воздействия загрязнения на их здоровье [10].

Список литературы

1. Air Pollution in World: Real-time Air Quality Index Visual Map. URL: <https://aqicn.org/map/world> (дата обращения 19.02.2018)
2. Национальная система мониторинга окружающей среды Республики Беларусь: результаты и перспективы / В. И. Ключенович, М. Г. Герменчук, А. В. Бобко, М. А. Ереско, С. И. Кузьмин. Минск: "Бел НИЦ «Экология»", 2013. 36 с.
3. Афанасьев Д. С., Бардакова Е. А., Быстрыков Д. С. Аналитический обзор датчиков летучих веществ для интернета вещей // Информационные технологии и телекоммуникации. 2016. Т. 4, № 4. С. 1–12.
4. Датчики газов. URL: <http://gas-sensor.ru/> (дата обращения 19.02.2018)
5. Газовые датчики и сенсоры. URL: <http://www.gassensor.ru/ru/sensors> (дата обращения 19.02.2018)
6. Arduino Nano. URL: <http://arduino.ru/Hardware/ArduinoBoardNano> (дата обращения 19.02.2018)

7. Радиационно-экологический мониторинг / Государственное учреждение "Республиканский центр по гидрометеорологии, контролю радиоактивного загрязнения и мониторингу окружающей среды" Минприроды Республики Беларусь. URL: <http://rad.org.by/> (дата обращения 23.03.2018)

8. Быстрыков Д. С., Ипатов О. С., Колбанев М. О. Система аромобезопасности // Технологии информационно-экономической безопасности: сб. ст. СПб.: Изд-во СПбГЭУ, 2016. С. 31–36.

9. Рыбак В. А., Рябычина О. П. Обзор методов и средств мониторинга загрязнения атмосферного воздуха // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. Сер. Естественные и технические науки. 2018. № 4. С. 76–83.

10. Пат. ВУ 12070 У. МПК G01W 1/02 (2006.01). Погодная станция для мониторинга состояния автомобильных дорог: пат. на полезную модель / О. П. Рябычина, В. А. Рыбак, Амро Рабия; опубл. 31.08.2019.

Информация об авторах

Рыбак Виктор Александрович – кандидат технических наук (2003), доцент (2009), заведующий кафедрой программного обеспечения сетей телекоммуникаций Белорусской государственной академии связи. Автор более 200 научных работ. Сфера научных интересов – применение систем поддержки принятия решений и искусственного интеллекта в социально-экономических системах.

Адрес: Белорусская государственная академия связи, ул. П. Бровки, д. 14-120, Минск, 220013, Республика Беларусь

E-mail: 6774338@tut.by

Рябычина Ольга Петровна – магистр технических наук (2016), старший преподаватель Белорусской государственной академии связи. Автор 25 научных работ. Сфера научных интересов – аппаратное и программное обеспечение систем экологического мониторинга и поддержки принятия решений.

Адрес: Белорусская государственная академия связи, ул. П. Бровки, д. 14-120, Минск, 220013, Республика Беларусь

E-mail: olechkach@tut.by

References

1. Air Pollution in World: Real-time Air Quality Index Visual Map. Available at: <https://aqicn.org/map/world> (accessed 19.02.2018)
2. Klyu-chenovich V. I., Hermenchuk M. G., Bobko A.V., Yeresko M. A., Kuzmin S. I. National System of Environmental Monitoring of the Republic of Belarus: Results and Prospects. Minsk, Bel nits «Ecology», 2013, 36 p. (In Russ.)
3. Afanasiev D. S., Bardakova E. A., Bystryakov D. S. Analytical review of volatile substance sensors for the Internet of things. Information technologies and telecommunications. 2016, vol. 4, no. 4, pp. 1–12. (In Russ.)
4. The gas sensors. Available at: <http://gas-sensor.ru/> (accessed 19.02.2018)
5. Gas sensors and sensors. Available at: <http://www.gassensor.ru/ru/sensors> (accessed 19.02.2018)
6. Arduino Nano. Available at: <http://arduino.ru/Hardware/ArduinoBoardNano> (accessed 19.02.2018)
7. Radiation and Environmental Monitoring. State Institution "Republican Center for Hydrometeorology, Control of Radioactive Contamination and Environmental monitoring" of the Ministry of Natural Resources of the Republic of Belarus. Available at: <http://rad.org.by/> (accessed 23.03.2018)
8. Bystryakov D. S., Ipatov O. S., Kolbanov M. O. System of Air Safety. Technologies of Information and Economic Security: SB. SPb., *SPbGEU*, 2016, pp. 16–22. (In Russ.)
9. Rybak V. A., Ryabychina O. P. Review of Methods and Means for Monitoring Atmospheric Air Pollution. Modern Science: Actual Problems of Theory and Practice. Series: Natural and Technical Sciences. 2018, no. 04, pp. 76–83. (In Russ.)
10. Ryabikin O. P., Rybak V. A., Amro Rabia Weather Station for Monitoring the State of Highways: Pat. for utility model. Pat. RU BY 12070 U. IPC G01W 1/02 (2006.01). Publ. 31.08.2019. (In Russ.)

Information about the Authors

Viktor A. Rybak, Cand. Sci. (Eng.) (2003), Associate Professor (2009), Head of the Department of Software for Telecommunications Networks of the Belarusian State Academy of Communications. The number of printed works is more than 200, including 13 monographs. His research interests include the application of decision support systems and artificial intelligence in socio-economic systems.

Address: Belarusian State Academy of Communications, 14-120 P. Brovki St., Minsk 220013, Republic of Belarus

E-mail: 6774338@tut.by

Olga P. Ryabychina, Master. Sci. (Eng.) (2016), Senior lecturer of the Belarusian State Academy of Telecommunications. The number of printed works is 25, including 3 patents. His research interests include hardware and software for environmental monitoring and decision support systems.

Address: Belarusian State Academy of Communications, 14-120 P. Brovki St., Minsk 220013, Republic of Belarus

E-mail: olechkach@tut.by

Правила для авторов статей

В редакцию журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами (объем оригинальной статьи не менее 8 страниц, обзорной статьи не более 20 страниц);
- электронную копию статьи;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены. Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (подразделения) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Принимаются к публикации статьи на русском и английском языках.

Рукопись не может быть опубликована, если она не соответствует предъявляемым требованиям и материалам, представляемым с ней.

Структура научной статьи

Авторам рекомендуется придерживаться следующей структуры статьи:

- Заголовочная часть:
 - УДК (выравнивание по левому краю);
 - название статьи;
 - авторы (перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми), если авторов больше 3, необходимо в конце статьи указать вклад каждого в написание статьи;
 - место работы каждого автора и почтовый адрес организации. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация – 200–250 слов, характеризующих содержание статьи;
 - ключевые слова – 5–7 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится;
 - источник финансирования – указываются источники финансирования (гранты, совместные проекты и т. п.). Не следует использовать сокращенные названия институтов и спонсирующих организаций;
 - благодарности. В данном разделе выражается признательность коллегам, которые оказывали помощь в выполнении исследования или высказывали критические замечания в адрес статьи. Прежде чем выразить благодарность, необходимо заручиться согласием тех, кого планируете поблагодарить;
 - конфликт интересов – авторы декларируют отсутствие явных и потенциальных конфликтов интересов, связанных с публикацией настоящей статьи. Например, «Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов». Если конфликт интересов возможен, то необходимо пояснение (см. <https://publicationethics.org>).
- Заголовочная часть на английском языке:
 - название (Title);
 - авторы (Authors);

- место работы каждого автора (Affiliation). Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.;
 - аннотация (Abstract);
 - ключевые слова (Keywords);
 - источник финансирования (Acknowledgements);
 - конфликт интересов (Conflict of interest).
- Текст статьи.
 - Приложения (при наличии).
 - Авторский вклад. Если авторов больше 3, необходимо указать вклад каждого в написание статьи.
 - Список литературы (библиографический список);
 - Информация об авторах.

Название статьи должно быть информативным, с использованием основных терминов, характеризующих тему статьи, и четко отражать ее содержание в нескольких словах. Хорошо сформулированное название – гарантия того, что работа привлечет читательский интерес. Следует помнить, что название работы прочтут гораздо больше людей, чем ее основную часть.

Авторство и место в перечне авторов определяется договоренностью последних. При примерно равном авторском вкладе рекомендуется алфавитный порядок.

Аннотация представляет собой краткое описание содержания изложенного текста. Она должна отражать актуальность, постановку задачи, пути ее решения, фактически полученные результаты и выводы. Содержание аннотации рекомендуется представить в структурированной форме:

Введение. Приводится общее описание исследуемой области, явления. Аннотацию не следует начинать словами «Статья посвящена...», «Цель настоящей статьи...», так как вначале надо показать необходимость данного исследования в силу пробела в научном знании, почему и зачем проведено исследование (описать кратко).

Цель работы. Постановка цели исследования (цель может быть заменена гипотезой или исследовательскими вопросами).

Материалы и методы. Обозначение используемой методологии, методов, процедуры, где, как, когда проведено исследование и пр.

Результаты. Основные результаты (приводятся кратко с упором на самые значимые и привлекательные для читателя/научного сообщества).

Обсуждение (Заключение). Сопоставление с другими исследованиями, описание вклада исследования в науку.

В аннотации не следует упоминать источники, использованные в работе, пересказывать содержание отдельных разделов.

При написании аннотации необходимо соблюдать особый стиль изложения: избегать длинных и сложных предложений, выражать мысли максимально кратко и четко. Составлять предложения только в настоящем времени и только от третьего лица.

Рекомендуемый объем аннотации – 200–250 слов.

Ключевые слова – набор слов, отражающих содержание текста в терминах объекта, научной отрасли и методов исследования. Рекомендуемое количество ключевых слов/фраз – 5–7, количество слов внутри ключевой фразы – не более 3.

Текст статьи излагается в определенной последовательности. Рекомендуется придерживаться формата IMRAD (Introduction, Methods, Results, Discussion; Введение, Методы, Результаты, Обсуждение):

Введение. Во введении автор знакомит с предметом, задачами и состоянием исследований по теме публикации; при этом необходимо обязательно ссылаться на источники, из которых берется информация. Автор приводит описание "белых пятен" в проблеме или того, что еще не сделано, и формулирует цели и задачи исследования.

В тексте могут быть применены сноски, которые нумеруются арабскими цифрами. В сносках могут быть размещены: ссылки на анонимные источники из Интернета, ссылки на учебники, учебные пособия, ГОСТы, авторефераты, диссертации (если нет возможности процитировать статьи, опубликованные по результатам диссертационного исследования).

Методы. Необходимо описать теоретические или экспериментальные методы исследования, используемое оборудование и т. д., чтобы можно было оценить и/или воспроизвести исследование. Метод или методологию проведения исследования целесообразно описывать в том случае, если они отличаются новизной.

Научная статья должна отображать не только выбранный инструментарий и полученные результаты, но и логику самого исследования или последовательность рассуждений, в результате которых получены теоретические выводы. По результатам экспериментальных исследований целесообразно описать стадии и этапы экспериментов.

Результаты. В этом разделе представлены экспериментальные или теоретические данные, полученные в ходе исследования. Результаты даются в обработанном варианте: в виде таблиц, графиков, диаграмм, уравнений, фотографий, рисунков. В этом разделе приводятся только факты. В описании полученных результатов не должно быть никаких пояснений – они даются в разделе «Обсуждение».

Обсуждение (Заключение и Выводы). В этой части статьи авторы интерпретируют полученные результаты в соответствии с поставленными задачами исследования, приводят сравнение полученных собственных результатов с результатами других авторов. Необходимо показать, что статья решает научную проблему или служит приращению нового знания. Можно объяснять полученные результаты на основе своего опыта и базовых знаний, приводя несколько возможных объяснений. Здесь излагаются предложения по направлению будущих исследований.

Список литературы (библиографический список) содержит сведения о цитируемом, рассматриваемом или упоминаемом в тексте статьи литературном источнике. В список литературы включаются только рецензируемые источники (статьи из научных журналов и монографии).

Список литературы должен иметь не менее 15 источников (из них, при наличии, не более 20 % – на собственные работы), имеющих статус научных публикаций.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные издания (требования МНБД Scopus – 80 % цитируемых англоязычных источников).

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются. Не допускаются ссылки на учебники, учебные пособия, справочники, словари, диссертации и другие малотиражные издания.

Если описываемая публикация имеет цифровой идентификатор Digital Object Identifier (DOI), его необходимо указывать в самом конце библиографической ссылки в формате "doi: ...". Проверять наличие DOI статьи следует на сайте: <http://search.crossref.org> или <https://www.citethisforme.com>.

Нежелательны ссылки на источники более 10–15-летней давности, приветствуются ссылки на современные источники, имеющие идентификатор doi.

За достоверность и правильность оформления представляемых библиографических данных авторы несут ответственность вплоть до отказа в праве на публикацию.

Аннотация на английском языке (Abstract) в русскоязычном издании и международных базах данных является для иностранных читателей основным и, как правило, единственным источником информации о содержании статьи и изложенных в ней результатах исследований. Зарубежные специалисты по аннотации оценивают публикацию, определяют свой интерес к работе российского ученого, могут использовать ее в своей публикации и сделать на нее ссылку, открыть дискуссию с автором.

Текст аннотации должен быть связным и информативным. При написании аннотации рекомендуется использовать Present Simple Tense. Present Perfect Tense является допустимым. Рекомендуемый объем – 200–250 слов.

Список литературы (References) для зарубежных баз данных приводится полностью отдельным блоком, повторяя список литературы к русскоязычной части. Если в списке литературы есть ссылки на иностранные публикации, то они полностью повторяются в списке, готовящемся в романском алфавите. В References совершенно недопустимо использовать российский ГОСТ 7.0.5–2008. Библиографический список представляется с переводом русскоязычных источников на латиницу. При этом применяется транслитерация по системе BSI (см. <http://ru.translit.net/?account=bsi>).

Типовые примеры описания в References приведены на сайте журнала <https://re.eltech.ru>.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. Также требуется включать идентификационный номер исследователя ORCID (Open Researcher and Contributor ID), который отображается как адрес вида <http://orcid.org/xxxx-xxxx-xxxx-xxxx>. При этом важно, чтобы кабинет автора в ORCID был заполнен информацией об авторе, имел необходимые сведения о его образовании, карьере, другие статьи. Вариант «нет общедоступной информации» при обращении к ORCID не допускается. В сведениях следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги А4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Правила верстки списка литературы, формул, рисунков и таблиц подробно описаны на сайте <https://re.eltech.ru>.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников:

- 05.12.00 – "Радиотехника и связь" (05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, 05.12.07 – Антенны, СВЧ-устройства и их технологии, 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций, 05.12.14 Радиолокация и радионавигация);
- 05.27.00 – "Электроника" (05.27.01 – Твердотельная электроника, радиоэлектронные компоненты, микро- и нанoeлектроника на квантовых эффектах, 05.27.02 – Вакуумная и плазменная электроника, 05.27.03 – Квантовая электроника, 05.27.06 – Технология и оборудование для производства полупроводников, материалов и приборов электронной техники);
- 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5 (05.11.01 – Приборы и методы измерения по видам измерений, 05.11.03 – Приборы навигации, 05.11.06 – Акустические приборы и системы, 05.11.07 – Оптические и оптико-электронные приборы и комплексы, 05.11.08 – Радиоизмерительные приборы, 05.11.10 – Приборы и методы для измерения ионизирующих излучений и рентгеновские приборы, 05.11.13 – Приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий, 05.11.14 – Технология приборостроения, 05.11.15 – Метрология и метрологическое обеспечение, 05.11.16 – Информационно-измерительные и управляющие системы (по отраслям), 05.11.17 – Приборы, системы и изделия медицинского назначения, 05.11.18 – Приборы и методы преобразования изображений и звука).

Указанные специальности представляются в журнале следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиопотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Адрес редакционной коллегии: 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 № 3 2020

Vol. 23 No. 3 2020

Научный редактор А. М. Мончак
Редактор И. Г. Скачек
Компьютерная верстка И. О. Буяновой

Science Editor A. M. Monchak
Editor I. G. Skachek
DTP Professional I. O. Buyanova

Подписано в печать 29.06.20. Формат 60×84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая.

Уч.-изд. л. 13,65. Усл.-печ. л. 13,25. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.) Заказ 44.

Signed to print 29.06.20. Sheet size 60×84 1/8.

Educational-ed. liter. 13,65. Conventional printed sheets 13,25. Number of copies 300.

Printing plant 1–150 copies. Order no. 44.

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»
197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, 5

ETU Publishing house
5 Prof. Popov St., St Petersburg 197376, Russia